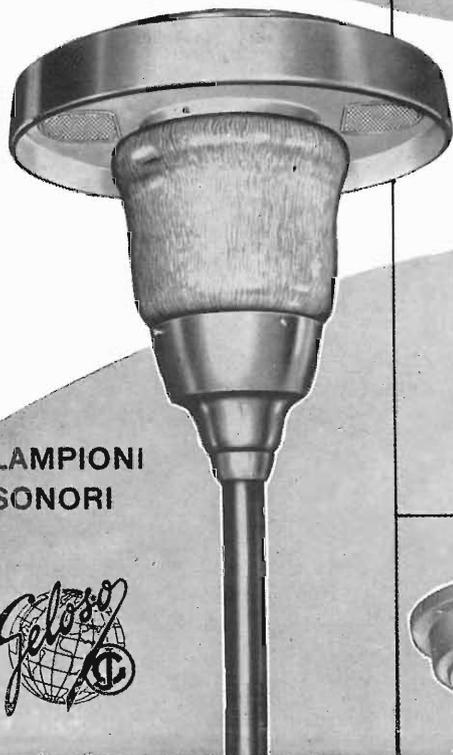
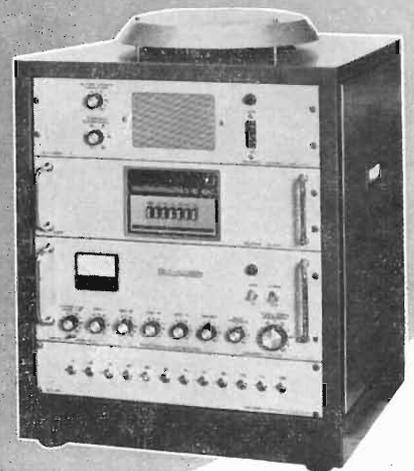
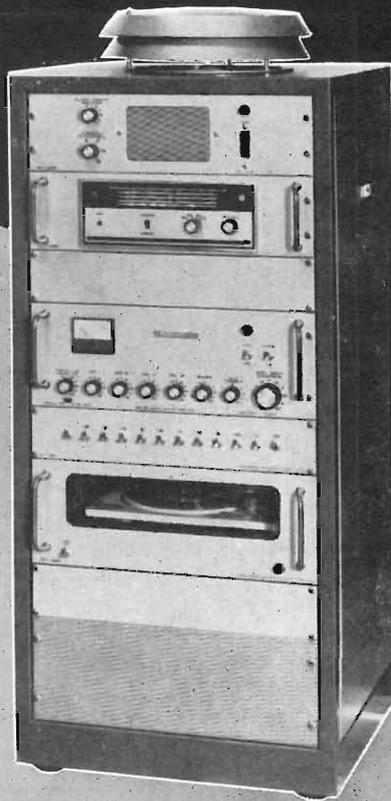
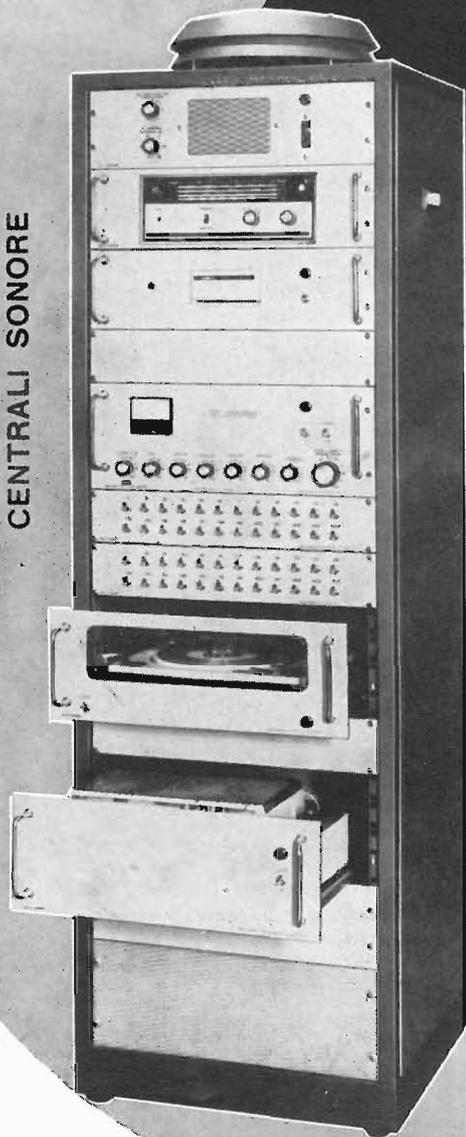
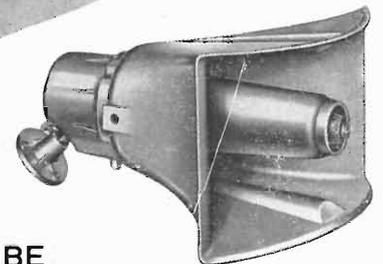
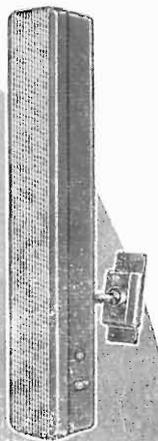
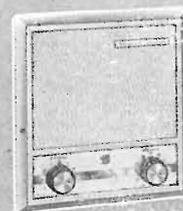
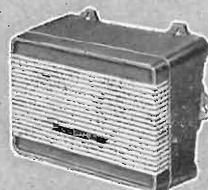
NUMERO

4

LIRE 500

GELOSO
IMPIANTI DI AMPLIFICAZIONE
PER GRANDI MAGAZZINI - SUPERMERCATI - ALBERGHI
COMUNITÀ - CENTRI SPORTIVI -
STABILIMENTI INDUSTRIALI - AREE ALL'APERTO
CENTRALI SONORE
La Geloso produce una completa gamma di amplificatori, centrali sonore, microfoni, altoparlanti e componenti accessori, con i quali è possibile risolvere razionalmente qualsiasi problema di diffusione sonora. Tecnici audio specializzati sono a disposizione per fornire consulenze e preventivi e assistono ogni installazione.
TROMBE ESPONENZIALI
ALTOPARLANTI IN CASSETTA E A COLONNA
MICROFONI
LAMPIONI SONORI
Geloso
GELOSO S. p. A. - Viale Brenta, 29 - 20139 MILANO

Hirschmann

CHINAGLIA

Una tradizione di qualità e di progresso tecnico

59 portate
20 KΩ/V cc e ca
Cortina - Cortina USI
L. 12.900 L. 14.900

Cortina

SCATOLA: in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni: 156 x 100 x 40. Peso gr. 650.
QUADRANTE: a specchio antiparallasse con 6 scale a colori; indice a coltello, vite esterna per la correzione dello zero.
COMMUTATORE: rotante per le varie inserzioni.
STRUMENTO: a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni, con sospensioni elastiche antiurto, Cl. 1-40 μA.
CIRCUITO AMPEROMETRICO: cc e ca: bassa caduta di tensione 50 μA - 100 mV/5 A 500 mV.
OHMMETRO in cc: completamente alimentato da pile interne; lettura diretta da 0,05 Ohm a 100 MOhm.
OHMMETRO in ca: alimentato dalla rete 125-220 V; portate 10 e 100 MOhm.
CAPACIMETRO: a reattanza con tensione di rete da 125 V - 220 V.
DISPOSITIVO: di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.
COSTRUZIONE semiprofessionale: nuovo concetto costruttivo con elementi facilmente sostituibili per ogni riparazione. Componenti elettrici professionali di qualità. Boccole di contatto di nuovo tipo con spine a molla; cablaggio eseguito su piastra a circuito stampato.
ACCESSORI in dotazione: astuccio in materiale plastico antiurto, coppia puntali rosso-nero, cavetto d'alimentazione per capacimetro, istruzioni dettagliate per l'impiego.
INIETTORE DI SEGNALI universale U.S.I. transistorizzato per Radio e TV; frequenze fondamentali 1 KHz e 500 KHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz (solo per la versione CORTINA USI).

PRESTAZIONI

A =	50	500 μA	5	50 mA	0,5	5 A			
A ∼		500 μA	5	50 mA	0,5	5 A			
V =	100 mV	1,5	5	15	50	150	500	1500 V	(30 KV) *
V ∼		1,5	5	15	50	150	500	1500 V	
VBF		1,5	5	15	50	150	500	1500 V	
dB	da — 20 a + 66 dB								
Ω in cc	1	10	100 kΩ	1	10	100 MΩ			
Ω in ca		10	100 kΩ						
pF	50.000 pF	500.000 pF							
μF	10	100	1000	10.000	100.000 pF	1 F			
Hz	50	500	500 Hz						

* mediante puntale alta tensione a richiesta AT. 30 KV **L. 4.500**

38 portate
20 KΩ/Vcc 4 KΩ/Vca
Minor - Minor USI
L. 9.900 L. 12.500

Cortina Minor

SCATOLA: in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni: 150 x 85 x 37. Peso gr. 400.
QUADRANTE: a specchio con 4 scale a colori, indice a coltello, vite esterna per la correzione dello zero.
COMMUTATORE: rotante di tipo speciale per le varie portate.
STRUMENTO: Cl. 1,5/40 μA tipo a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni, con sospensioni elastiche antiurto.
OHMMETRO: completamente alimentato con le pile interne; lettura diretta da 0,5 Ω a 10 MOhm.
DISPOSITIVO: di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.
CABLAGGIO: eseguito su piastra a circuito stampato.
BOCCOLE: di contatto di nuovo tipo con spine a molla.
COSTRUZIONE semiprofessionale: nuovo concetto costruttivo con elementi facilmente sostituibili per ogni riparazione.
COMPONENTI: elettrici professionali di qualità.
ACCESSORI in dotazione: coppia puntali ad alto isolamento rosso-nero; istruzioni dettagliate per l'impiego. A richiesta astuccio di materiale plastico antiurto.
INIETTORE DI SEGNALI universale U.S.I. transistorizzato per Radio e TV; frequenze fondamentali 1 KHz e 500 KHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz (solo per la versione CORTINA MINOR USI).

PRESTAZIONI

A =	50 μA	5	50	500 mA	2,5 A			
A ∼	25	250 mA	2,5	12,5 A				
V =	1,5	5	15	50	150	500	1500 V	(30 KV) *
V ∼	7,5	25	75	250	750	2500 V		
VBF	7,5	25	75	250	750	2500 V		
dB	da — 10 a + 69							
Ω	10 kΩ	10 MΩ						
pF	100 μF	10.000 μF						

* mediante puntale alta tensione a richiesta AT. 30 KV **L. 4.500**

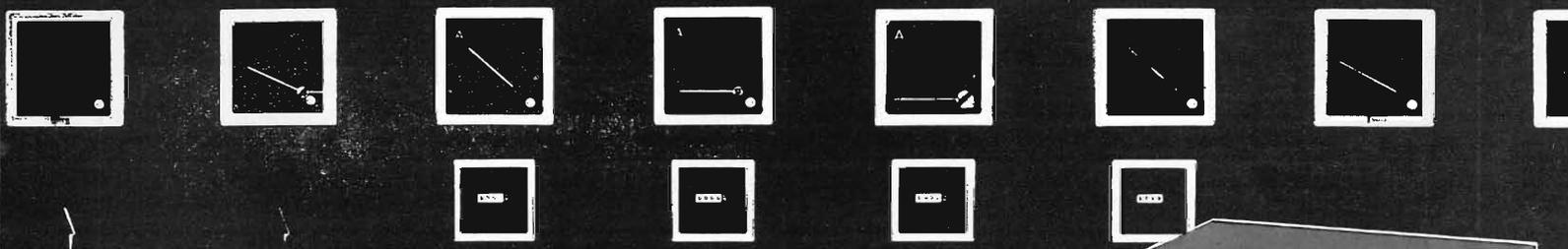
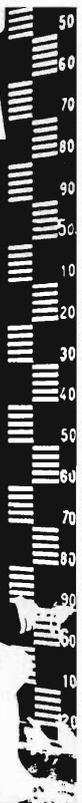
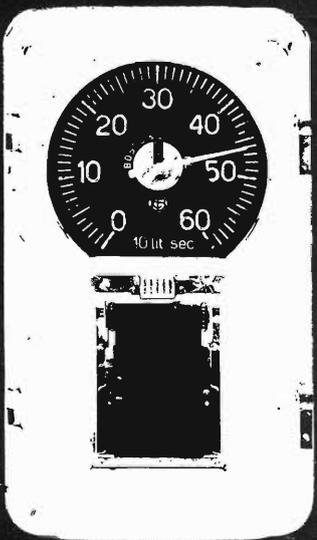
CHINAGLIA *ELETTROCOSTRUZIONI s.a.s.*
Via Tiziano Vecellio, 32 - Tel. 25.102 - 32100 Belluno

COMUNICATO

« La Schlumberger, gruppo industriale al quale appartiene anche la HEATH COMPANY Americana, ha deciso una nuova politica di vendita in base alla quale tutti i mercati Europei vengono maneggiati direttamente da lei stessa.

In conseguenza il mercato Italiano cessa di avere come Agente di vendita la LARIR INTERNATIONAL S.p.A. di Milano e tutte le richieste dovranno essere inviate alla SCHLUMBERGER ITALIANA S.p.A. - Lungotevere della Vittoria 5 - 00195 ROMA.

La HEATH COMPANY ringrazia la LARIR INTERNATIONAL per la stretta collaborazione nei molti anni di lavoro insieme, spiacente che la decisione presa dalla direzione generale abbia interrotto gli ottimi rapporti sino ad oggi intercorsi».

DESIGN/BRA
SISTEMA RADIOTELEMETRICO
PER IL CONTROLLO DEI
LIVELLI D'ACQUA CONTENUTA
IN SERBATOI, FIUMI, ECC.
TELEMETRIC
DATA TRANSMITTER
on
TELEMETRIC
DATA RECEIVER
leval
on
tesak
S.p.A.
INDUSTRIA RICERCHE E
APPLICAZIONI ELETTRONICHE
30
20
40
10
50
0
60
10 lit sec
Produzione TESAK
Sistemi radiotelemetrici / Interfaccia per calcolatori ed altri organi / Automazione industriale / Strumenti digitali / Micromoduli digitali / Centraline elettroniche per ascensori / Orologi e cronometri elettronici / Timers elettronici / Alta-Fedeltà.
Viale D. Giannotti, 79
Tel. 684296/686476
50126 Firenze / Italy

VIDEOSERVICE TVC

Questo libro — il primo in Italia nel settore — tratta ampiamente la **ricerca guasti,** la **riparazione,** la **taratura** e la **messa a punto** dei televisori a colori è corredato da oscillogrammi, fotografie a colori e schemi dei principali ricevitori a colori in commercio.

Sommario

DECODIFICATORE PAL

Descrizione generale
Esame dei circuiti caratteristici componenti
Rigenerazione della sottoportante
Ponte di fase
Formazione del segnale di identificazione
Separazione dei segnali « differenza di colore » - linea di ritardo

STRUMENTAZIONE

Vettorscopio: descrizione e suo impiego
Generatore di « barre di colore »

CONTROLLO SISTEMATICO

di un decodificatore PAL con rilievo delle forme d'onda

CINESCOPIO TRICROMICO A 63 - 11 X

Introduzione
I fosfori dello schermo
Le triadi
I cannoni elettronici
Dati tecnici di impiego
Note di impiego
Messa a punto della convergenza e della purezza

MATRICE

Considerazioni generali
Matrice Philips con segnali differenza
Matrice Mullard con segnali RVB
Matrice SEL con segnali RVB a transistori

TARATURA E MESSA A PUNTO

di un circuito decodificatore PAL
Controllo del canale di crominanza
Controllo del separatore di burst, generatore di sottoportante e generatore del segnale di identificazione
Controllo del killer
Controllo del C.A.G.
Controllo dei demodulatori sincroni
Controllo della matrice

AVARIE NEL RICEVITORE A COLORI

Metodo della ricerca dei guasti
Mancanza totale di colore: esame delle possibili cause
Presenza di colore ma con sequenza delle barre inesatte - esame possibili cause
Rigatura dell'immagine - esame possibili cause
Scarsa saturazione su tutte le tinte - esame possibili cause
Scarsa saturazione su uno dei colori differenza - esame possibili cause
Insufficiente definizione dell'immagine a colori - esame possibili cause
Guasti al canale di luminanza - esame delle possibili cause
Immagine in bianco e nero con tracce di disturbo colorato - esame delle possibili cause

ISTRUZIONI PER IL SERVIZIO TECNICO DEI TELEVISORI A COLORI
Con schemi

L. 14.000

EDITRICE IL ROSTRO

20155 MILANO - Via Monte Generoso 6a - Telefoni 321542 - 322793

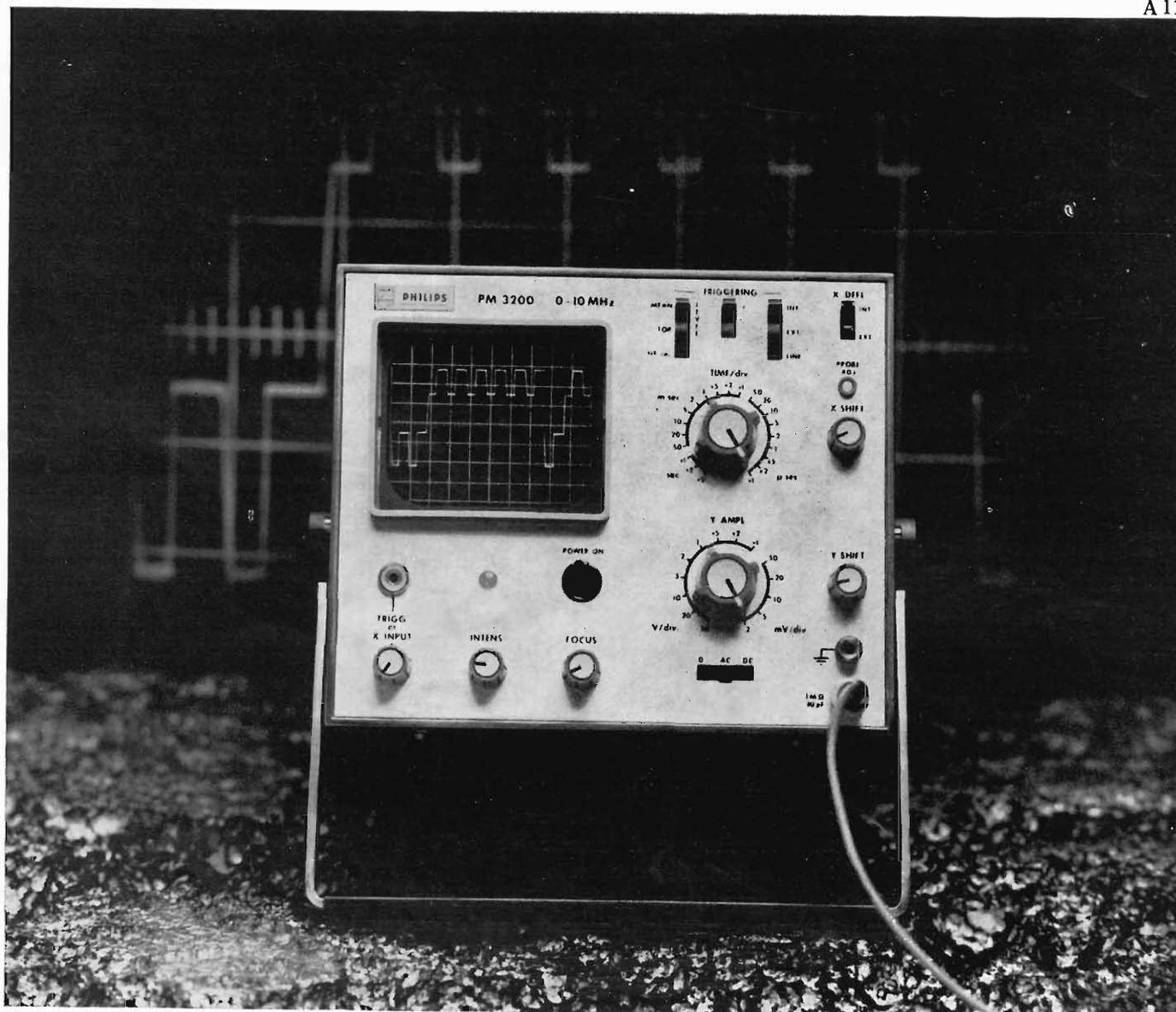
Aprile 1970 - ANNO XLII **4**

RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

SOMMARIO

Direzione, Redazione **VIA MONTE GENEROSO 6/a - 20155 MILANO - Telefoni 32.15.42 - 32.27.93**
Amministrazione C.C.P. 3/24227
Uffici pubblicitari

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica *"l'antenna"* si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. 500, l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. 5.000, estero L. 10.000. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Autorizz. del Tribunale di Milano 9-9-1948 n. 464 del Registro - Tipografia Edizioni Tecniche - Milano - Via Baldo degli Ubaldi 6
Diffusione: DI PRESS - Corso Lodi, 47 - 20139 Milano - Tel. 542.013

E' possibile vedere 2 mV/div-10 MHz ad un basso prezzo?

Sì, con il nuovo oscilloscopio **portatile** PHILIPS PM 3200, preciso e semplice

Il PM 3200 rappresenta un notevole passo in avanti nella progettazione di un oscilloscopio a basso costo ma di alte prestazioni, di precisione e di facile impiego. Tutto ciò ad un prezzo pari a metà di quello che vi aspettereste di pagare.

Aumentate prestazioni. Misura qualsiasi segnale su una scala dei tempi fra 100 ns/div. e 0,5 s/div. Consente l'osservazione senza distorsioni di segnali di pochi millivolt o di parte di oscillogrammi la cui ampiezza è pari a 3 volte l'altezza dello schermo. Adatto per la maggior parte delle misure di routine.

Facilità di funzionamento. È possibile eseguire una misura con una traccia stabile subito dopo l'accensione; instabilità, rumore e deriva sono eliminati in tutte le normali applicazioni da un amplificatore di nuovo progetto. Bilanciamento c.c. automatico; nessun comando da regolare.

Trigger automatico. Il livello di sincronizzazione viene ricavato dal segnale e consente un funzionamento più facile e più rapido; nessun comando continuo da regolare. La base dei tempi rimane stabile fino a frequenze oltre i 10 MHz.

Portatile. Il PM 3200 è compatto, robusto e sicuro. Funziona con rete c.a., con sorgente c.c. a 24 V o con batterie ricaricabili da fissare posteriormente allo strumento.

Unico nel suo genere. L'oscilloscopio PHILIPS PM 3200 costituisce un nuovo termine di paragone per prestazioni da 0 a 10 MHz. Nuove possibilità d'impiego in tutti i campi d'applicazione, nei laboratori, nell'assistenza ad impianti ed apparecchiature, nella produzione e nell'insegnamento.

Per ulteriori informazioni richiedete le caratteristiche dettagliate.

Philips S.p.A. - Rep. PIT/EMA
P.zza IV Novembre, 3 - 20124 Milano - tel. 6994

STRUMENTI E APPARECCHI DI MISURA

PHILIPS

dott. ing. Alessandro Banfi

Una svolta nei programmi TV

Le recenti critiche, discussioni e contestazioni verificatesi in merito ad alcuni programmi trasmessi dalla TV, hanno provocato notevoli e determinanti conseguenze concettuali negli ambienti direzionali della R.A.I.
Già da qualche tempo, e lo abbiamo anche già accennato precedentemente, erano in atto importanti mutamenti ed innovazioni alla base dei programmi TV, ma i recenti avvenimenti nella compagine direttoriale della R.A.I. hanno accelerato ed in parte sovvertito molti provvedimenti già in corso.
La vecchia tesi, per molto tempo seguita "I programmi devono accontentare il pubblico", un pubblico vastissimo di cultura mediocre, che condizionava, attraverso i famigerati «indici di gradimento», il livello culturale dei programmi, sembrano oggi in crisi.
La nuova tesi, a parer nostro più razionale ed intellettiva è: i programmi devono educare il pubblico e correggerne certe tendenze deteriori.
È però opportuno rilevare che una iniziativa di rinnovamento dei programmi televisivi è attualmente in corso nelle principali nazioni del mondo, quali ad es. la Francia, l'Inghilterra e gli Stati Uniti. In modo particolare negli U.S.A. ove la TV è gestita da privati e quindi con maggiore libertà e varietà d'espressioni che non da noi, la tendenza dei programmi aveva seguito sino a poco tempo fa all'incirca quella del cinema (violenza, erotismo, ecc.). E ciò anche in base alla credenza, dimostratasi poi fallace e illusoria, che gli spettacoli propinati dal cinema non avessero conseguenze permanenti e profonde sull'animo dei giovani.
I programmi della TV erano inondati di episodi truculenti di violenze, uccisioni, avventure, trivialità e banalità tali da far insorgere una vivace reazione da parte dei genitori, educatori e sociologi.
Occorre a questo proposito considerare che negli U.S.A., la gioventù è morbosamente legata alla TV: secondo statistiche abbastanza precise si calcola che un ragazzo americano dai 5 ai 12 anni passi almeno 5 ore della sua giornata davanti al televisore. Ed in molti casi, queste ore diventano addirittura 7.
A questo punto vi è stata una rivolta fra i genitori più intelligenti, preoccupati degli effetti che la TV procurava ad un livello di rapporti familiari. Inoltre un noto psicologo si espresse allarmato dicendo che i ragazzi d'oggi crescono con l'idea precisa che per raggiungere un certo scopo, l'omicidio, la truffa, il furto e la malizia siano assolutamente legittimi.
Di fronte a questa preoccupante situazione, le principali compagnie TV americane hanno preso di comune accordo la decisione di mettere da parte la maggior parte delle trasmissioni incriminate, sostituendole con programmi educativi e socialmente validi.
Abbiamo voluto richiamare l'esempio americano per segnalare e confermare i pericoli che la TV può costituire per l'educazione e la formazione dei nostri giovani.
Fortunatamente non siamo ancora giunti agli eccessi della situazione americana, e la nuova lodevole svolta che sta prendendo la R.A.I. nell'impostazione dei programmi, ci fa bene sperare per il prossimo futuro.
Sostanzialmente la nuova formula dovrebbe essere in sintesi la seguente: aumento dei notiziari ed allargamento del raggio d'azione dei servizi informativi con indagini ed interviste impegnative, in modo da presentare al pubblico un valido e responsabile giornale illustrato che rispecchi in tutti i campi la vita della nazione; aumento delle trasmissioni di carattere culturale-educativo; aumento delle trasmissioni di musica seria; riduzione delle trasmissioni di canzoni.
Tutto il restante delle trasmissioni ricreative e di divertimento andrebbe rimaneggiato in conseguenza.
Non si deve mai perdere di vista che la televisione non è solo un mezzo di svago e di evasione, bensì un vero e proprio servizio nazionale di educazione e di informazione.

A.

Emilio Grosso

Il sistema PAL di TV a colori (*)

Esaminate le proprietà fondamentali che caratterizzano il sistema PAL, con i circuiti essenziali che consentono di trasmettere un'informazione cromatica unitamente alla componente di luminanza che rappresenta l'informazione monocroma, possiamo ora tracciare un primo schema a blocchi degli apparati e delle loro funzioni, sia in trasmissione che in ricezione.

Una catena di emissione TVc può quindi, per quanto concerne il sistema di codificazione PAL essere espressa dalla fig. 1. La telecamera, sia essa a 3 o 4 tubi, o un altro generatore di immagine, opera la trasformazione ottico-elettrica dell'immagine da riprendere, fornendo in uscita la terna di primari *R*, *G*, *B*. Un generatore a quarzo di elevata stabilità, provvede a fornire la tensione di sottoportante a frequenza 4433618 Hz che, per quanto si è detto trattando la scelta della suddetta frequenza in funzione della compatibilità, dovrà fornire essa stessa l'informazione a 31250 Hz di pilotaggio al generatore di impulsi. Allo scopo, la frequenza f_s di sottoportante, verrà diminuita di 25 Hz, indi divisa per 1135 e moltiplicata per 8 secondo la relazione esaminata a pag. 371 n. 9 de « l'antenna » e che per comodità del lettore riportiamo:

$$f_s = \frac{F_r}{4}(2n + 1) + \frac{F_v}{2} \quad \text{dove per } n = 567 \text{ si ha:}$$

$$f_s = \frac{15625}{4}(1135) + \frac{50}{2} = 4433618{,}75 \text{ Hz da cui appunto}$$

$$2f_h = 31.250 = \frac{(f_{sott} - 25)\cdot 8}{1135} = \frac{(4{,}433618 - 25)\cdot 8}{1135}$$

Il segnale a 31.250 Hz, ricavato dal filtro che segue i moltiplicatori per 8, pilota il generatore di sincronismi il cui scopo è di fornire i vari segnali di servizio secondo lo standard, alle apparecchiature di ripresa.

Poichè il sistema PAL richiede oltre al burst (comune per altro, sebbene con diverse caratteristiche, al sistema NTSC) anche l'onda di commutazione, vi sarà quindi un apparato ausiliario che provvederà alla sua formazione unitamente alla porta burst. Queste due informazioni possono anche essere fornite dal medesimo generatore di impulsi; l'adozione di una o dell'altra soluzione riguarda comunque esclusivamente questioni costruttive e di costo per cui non approfondiamo oltre l'argomento.

Stabilito quindi che dalla frequenza di sottoportante si ricavano i vari segnali di servizio (H, V, BlK, SS, Porta del burst, onda di commutazione PAL) per mezzo del generatore di impulsi in unione con eventuale apparato ausiliario, si provvederà alla codificazione del segnale video.

Il codificatore ha quindi il compito di fornire un segnale video composito rispondente alle norme standard previste dal sistema PAL ossia:

a) frequenza di sottoportante pari a 4433618,75 ± 5 Hz;

(*) segue dal n. 2, febbraio 1970, pag. 42.

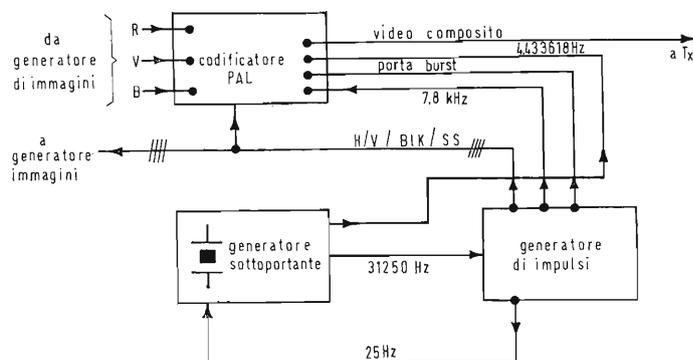



Fig. 1

b) adozione del burst alternato di fase + 135° e + 225° commutato a frequenza di riga;
c) assi di modulazione ($B - Y$) e ($R - Y$);
d) segnali di servizio come per il bianco e nero (standard *G*);
e) onda commutazione PAL con fronte di inversione compreso nella cancellazione di riga;
f) porta burst ritardato di 5,5 μs rispetto al primo fronte dell'*SS*;
g) burst formato da 10 sinusoidi a frequenza di sottoportante;
h) fattori di riduzione pari a 0,493 per ($B - Y$) e 0,877 per ($R - Y$);
i) larghezza di banda in codificazione 1,3 MHz (— 3 dB) a 2 MHz (— 6 dB);
l) l'inizio e la fine di ogni trama deve avvenire con fase del burst + 135°, ossia componente ($R - Y$) positiva.

Nel codificatore (fig. 2) i segnali *R*, *V*, *B* primari vengono combinati linearmente per somma ottenendo il segnale di luminanza secondo la nota relazione: $Y = 0{,}3\ R + 0{,}59\ V + 0{,}115\ B$ dove i valori riportati sono stati arrotondati per eccesso.

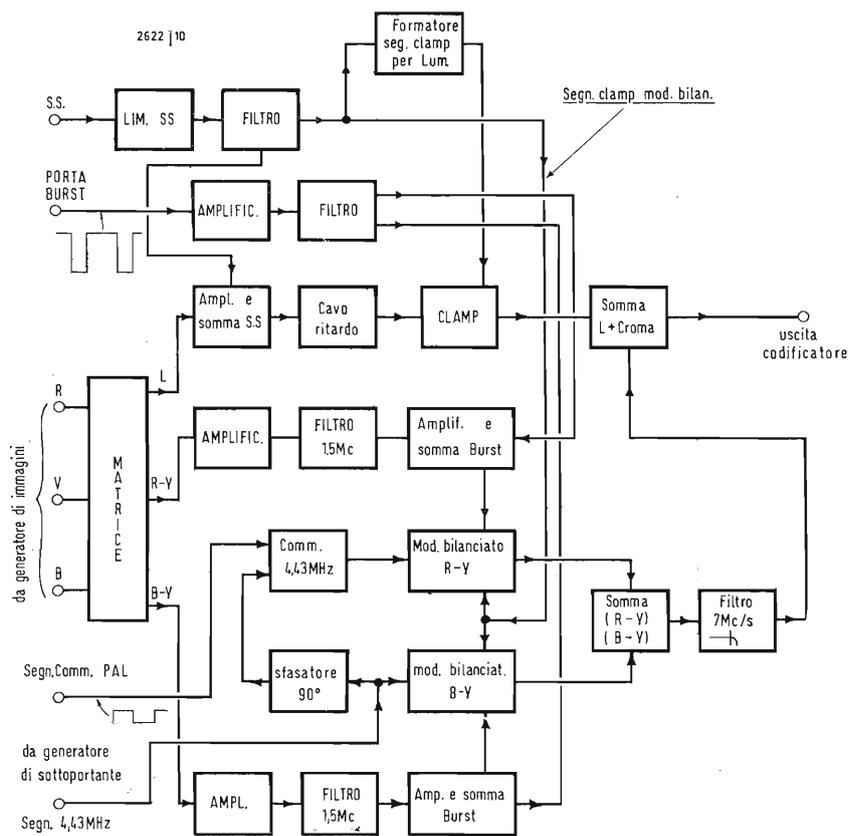



Fig. 2

Sommando linearmente il segnale *Y* di luminanza, invertito di fase, ai segnali « rosso » e « blu » otteniamo i segnali d.d.c. ($R - Y$) e ($B - Y$). Sia ($R - Y$) che ($B - Y$) transitano nei relativi amplificatori e filtri passa basso che riducono la banda dei due canali secondo le norme PAL, ossia a livello sino a 1,3 MHz, — 6 dB a 2 MHz e — 20 dB a 3,5 MHz.
Ad essi viene sommata con l'esatta fase, la porta burst indi i due segnali ($B - Y$) e ($R - Y$) vengono avviati ai relativi modulatori bilanciati.
Questi ultimi ricevono altresì la sottoportante di colore e precisamente con fase zero il primo, mentre per il secondo essa transita nello sfasatore 90°. Il segnale di commutazione generato precedentemente, provvede a invertire riga per riga la sottoportante che alimenta ($R - Y$). Il medesimo risultato è ottenibile invertendo il segnale cromatico ($R - Y$) anzichè la relativa sottoportante.
La soluzione scelta è comunque una questione marginale che esula dalla nostra trattazione.

Un sommatore provvede a miscelare le uscite dei modulatori bilanciati. Il segnale di luminanza, formato nella matrice, viene amplificato e completato dal segnale sincronizzante, indi ritardato e sommato al completo segnale cromatico. L'introduzione del ritardo si rende necessaria onde ripristinare l'esatta fase tra segnale cromatico e luminanza, perchè il primo, transitando in amplificatori a banda stretta, subisce un ritardo che la componente di luminanza a larga banda non subisce.

Il segnale completo sincronizzante filtrato dalle componenti a 4,43 viene impiegato anche come pilota dei circuiti clamp i quali hanno il compito di fissare il valore medio del segnale video.

Il filtro, posto all'uscita del sommatore dei segnali d.d.c., ha il compito di eliminare le componenti armoniche del 4,43 MHz dell'inviluppo di modulazione. Ovviamente il codificatore a cui abbiamo brevemente accennato, è una tra le tante soluzioni adottabili onde « codificare » appunto il segnale cromatico secondo lo standard PAL; ogni costruttore attuerà quelle soluzioni contingenti che più riterrà opportune. Lo scopo che ci siamo prefissi è solamente quello di indicare una possibile soluzione di principio al problema della codificazione.

Desideriamo ancora puntualizzare la particolare forma del segnale di cancellazione di quadro preposta a eliminare la porta burst per la durata degli impulsi di sincronismo verticale.

Il sistema PAL, a tale proposito, prevede che all'inizio e alla fine di ogni semiquadro, il burst abbia fase 135° per cui la f.o. atta a eliminare il sincronismo di colore durante i serrati e gli equalizzatori si sposta di mezza riga dopo ogni semiquadro. La norma in oggetto è resa necessaria onde evitare uno sfarfallio (invero assai lieve) dovuto a variazioni di saturazione sulla parte superiore del quadro, causato da differente fase del burst e quindi di agganciamento dell'oscillatore di sottoportante nei 4 semiquadri.

Il segnale codificato, completo di tutte le informazioni richieste, è idoneo a pilotare il trasmettitore che provvederà ad irradiarlo.

In ricezione, dopo le consuete operazioni comuni per altro al B.N., il segnale rivelato si presenterà ad un particolare dispositivo che consentirà di estrarre da esso tutte le informazioni contenute. Tale dispositivo è denominato decodificatore e il suo compito è quello di ricavare dal segnale video composito i segnali elettrici *R*, *G*, *B* che ecciteranno i corrispondenti fosfori di un cinescopio tricromico sul quale apparirà l'immagine, completa di colore, trasmessa.

Vediamo quindi di esaminare nelle sue linee essenziali un decodificatore il cui schema a blocchi è riportato in fig. 3.

13. - DECODIFICAZIONE

Il segnale composito alimenta l'amplificatore di croma dove si provvede a ricuperare il contenuto energetico alle frequenze più elevate della banda diminuito in trasmissione con l'operazione del taglio vestigiale, e a privarlo della componente di luminanza.

Il croma, privato anche del burst, attraverso la linea di ritardo, darà luogo ai segnali d.d.c. che demodulati alimenteranno la matrice.

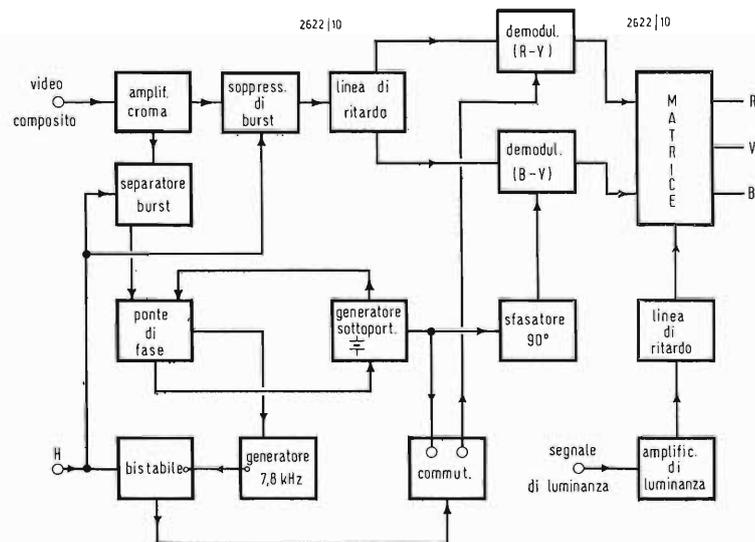



Fig. 3

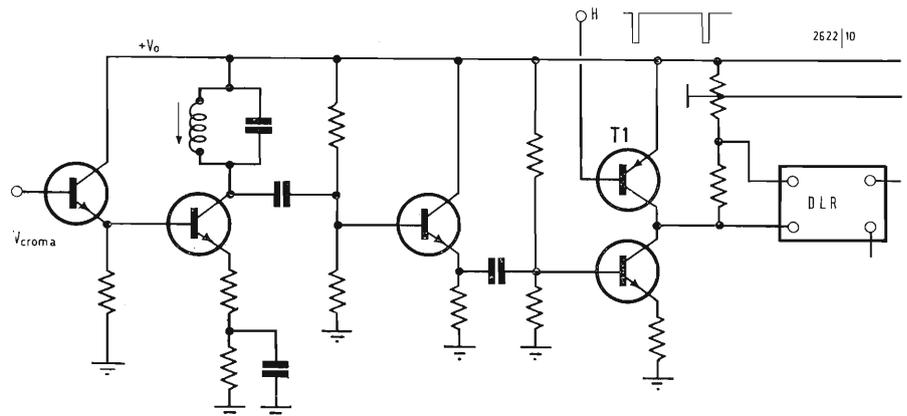



Fig. 4

Parallelamente il croma, completo di burst, viene avviato al separatore del sincronismo di colore dove solo il burst potrà transitare verso il ponte di fase. Il generatore di sottoportante, agganciato dal burst, alimenterà i demodulatori sincroni, uno direttamente, l'altro attraverso lo sfasatore di 90°. La componente di sottoportante al demodulatore sincrono (R — Y) verrà, come visto, invertita a frequenza H; tale inversione viene identificata in fase dal 7,8 kHz. I segnali d.d.c. (B — Y) e (R — Y) matriciati daranno luogo al terzo segnale d.d.c. (V — Y). Prima di esaminare la matrice, ci soffermiamo ancora brevemente sui circuiti che compongono il decodificatore, ritenendo questa parte importante e comunque assente nei normali ricevitori B. N.

14. - AMPLIFICATORE DI CROMINANZA

Il segnale video composito, in cui è presente evidentemente anche la componente Y di luminanza, il croma e quindi il burst viene prelevato, dopo il rivelatore, su uno stadio amplificatore a banda larga. Il prelievo avviene generalmente attraverso un circuito accordato di compensazione (take off) che provvede a compensare il taglio di banda avvenuto in trasmissione, in modo complementare. Essendo comunque il PAL insensibile all'errore provocato dal taglio di banda, è possibile effettuare il prelievo del croma tramite un semplice « passa alto » alimentando quindi gli stadi amplificatori che provvedono a fornire mediamente $5 \div 7\ V_{pp}$ di croma ai capi della linea di ritardo. Un circuito passa-banda con risposta lineare entro $\pm$ 0,7 MHz rispetto alla frequenza di sottoportante provvede a limitare la larghezza di banda dell'amplificatore stesso. Un'insellatura nella curva di risposta, del passa-banda, compresa entro 3 dB, compensa la complementare risposta della linea di ritardo. Un eventuale controllo di guadagno potrà agire come « regolatore di saturazione » anche se in molti ricevitori, il solo comando di contrasto provvede a variare l'ampiezza del completo segnale video (ossia quando non è ancora stata separata la luminanza) mantenendo così costante il rapporto luminanza-crominanza. Il segnale cromatico, prima d'essere avviato alla linea di ritardo, verrà privato del « burst » poichè come vedremo, eventuali restitutori di componente continua, trovino per il loro regolare funzionamento un potenziale costante di riferimento durante il fronte posteriore. La fig. 4 illustra un amplificatore di crominanza con l'interditore del burst rappresentato dal transistore T_1. Nei più moderni ricevitori TVc è ormai invalso l'uso di equipaggiare l'amplificatore di crominanza con un « controllo automatico di croma » il cui compito è quello di mantenere il più possibile costante l'ampiezza del sincronismo di colore e quindi del rapporto luminanza-crominanza essendo la prima mantenuta costante dal controllo automatico di sensibilità. In altri termini, il compito del controllo automatico di crominanza è di far variare, in modo complementare, il guadagno dell'amplificatore di croma al variare dell'ampiezza del burst e quindi del segnale cromatico, pur mantenendo quest'ultimo la dinamica che gli compete e dovuta alla scena trasmessa in quell'istante. L'informazione che darà luogo alla tensione di correzione, per il funzionamento del « controllo automatico di croma » sarà ovviamente il burst essendo la sua ampiezza costante a prescindere dalla scena trasmessa. Se per cause estranee al regolare funzionamento del ricevitore, come ad esempio « fading selettivo » o imperfetta regolazione della sintonia da parte dell'utente, si verifica un'attenuazione della sottoportante di colore rispetto alla luminanza con conseguente desaturazione dell'immagine, il C.A.C. provvede a incrementare il guadagno dell'amplificatore di crominanza riportando il rapporto nei suoi termini corretti.

Necessariamente non potendo essere il guadagno del « loop » infinito, il rapporto luminanza- crominanza non si manterrà costante, ma le sue variazioni risulteranno assai modeste non disturbando la visione dell'immagine.
Per un buon funzionamento di un tale circuito si richiede una dinamica non inferiore ai 12 ÷ 15 dB.

15. - SEPARATORE DEL BURST

Si è detto che il generatore locale di sottoportante viene « agganciato » e mantenuto in fase e frequenza dal sincronismo di colore. Ora al ponte di fase non è certo possibile inviare il segnale cromatico completo, per cui si deve « separare » da esso il solo burst. Un circuito che attua questa condizione è presentato in fig. 5. La base del transistore è alimentata tramite C_1 dal segnale di croma mentre attraverso R_1 R_2 C è presente su essa l'impulso H prelevato dal trasformatore di deflessione orizzontale. Il partitore R_3 R_4, mantiene il transistore normalmente interdetto; solo in presenza dell'impulso, la base si porta a potenziale maggiormente positivo determinando per questo intervallo, la conduzione del transistore. Ai capi del circuito accordato di collettore è presente quindi il solo sincronismo di colore.

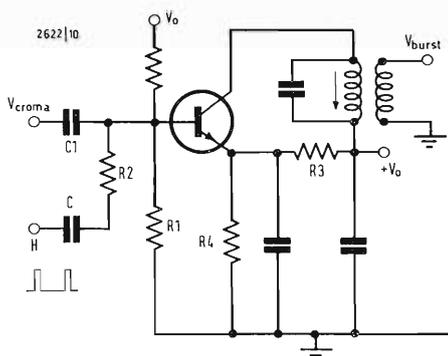



Fig. 5

16. - SOPPRESSORE DI COLORE

Nel precedente articolo si è esaminata l'identificazione del bistabile di commutazione per mezzo della tensione a frequenza 2 H. Abbiamo altresì accennato al fatto che la suddetta informazione è funzione della presenza o meno del burst alternato nel segnale video, per cui essa è presente esclusivamente se la trasmissione è a colore e codificata PAL. La fig. 6 illustra come sia possibile sfruttare la stessa informazione per azionare il « killer » o soppressore di colore. La tensione presente sul secondario di T viene rettificata dal diodo D e inviata in base al transistore T_{R1} che si porta in conduzione consentendo il transito del segnale di croma. Quindi se il burst è presente nel segnale video, questo può transitare attraverso il canale di crominanza che viceversa, per trasmissioni B. N. risulta interdetto essendo la base di T_{R1} in tal caso, riferita ad un potenziale circa zero e l'emettitore ad una tensione di soglia positiva. Una variante per l'identificazione della fase di

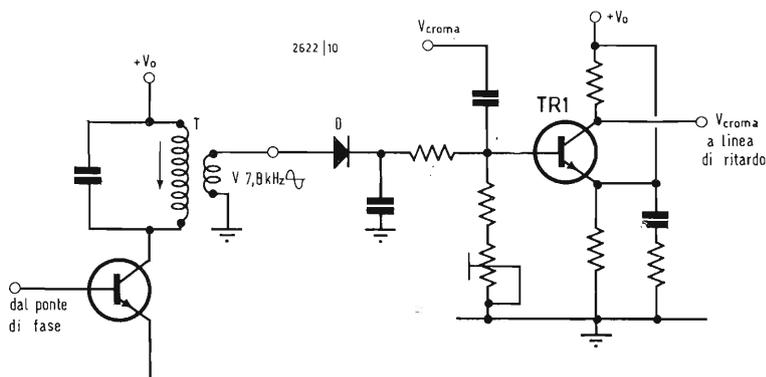



Fig. 6

(R — Y) e la conseguente generazione della tensione per il «killer» è stata pubblicata su *Radio Mentor* 1968.

Pensiamo sia utile accennare, sebbene solo fugacemente, a tale soluzione che consente, come si vedrà, di eliminare il circuito risonante a 7,8 kHz con notevole risparmio sia di materiale (induttanza dell'ordine dei mH) che nella semplificazione della taratura in collaudo. Il dispositivo risulta inoltre più protetto dalle componenti spurie di rumore. Il ponte di fase, anzichè alimentato dal segnale continuo di sottoportante come visto, riceve la tensione a 4,43 di commutazione che alimenta il demodulatore (R — Y). La tensione in uscita dal discriminatore (fig. 7) alimenta uno stadio che al variare della polarità della tensione stessa, può bloccare o meno il bistabile che provvede alla commutazione. Se la fase di quest'ultimo coincide con quella di trasmissione, prevale la corrente del diodo D_2 con conseguente tensione negativa nel punto A per cui T_a risulta interdetto consentendo il pro-

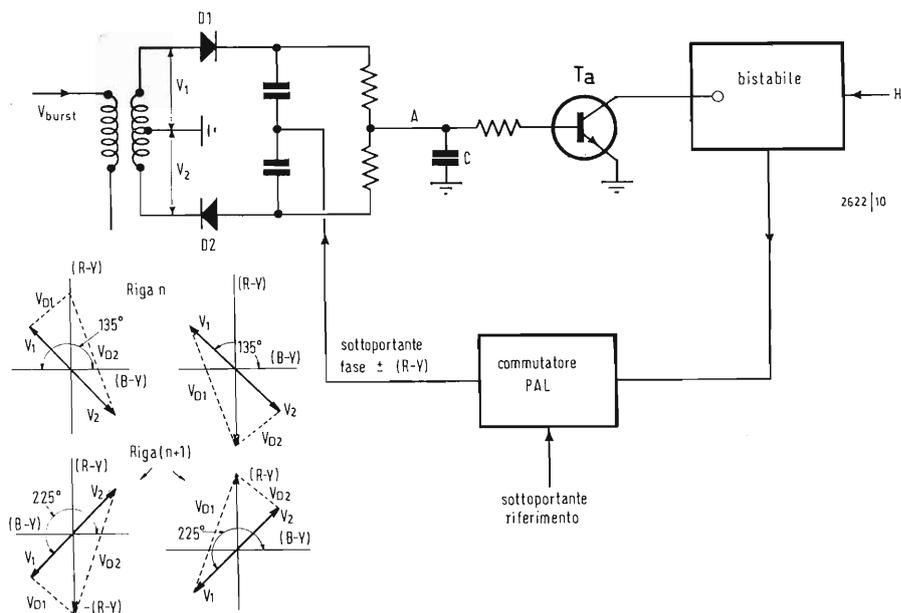



Fig. 7

seguimento della commutazione. Nel caso opposto, ossia errore di fase tra ricezione e trasmissione, sorge in A una tensione positiva che porta in conduzione il transistore pilota bloccando così il funzionamento del bistabile che assume una condizione stabile costante nel tempo. In conseguenza di ciò non vi sarà più l'inversione della sottoportante a (R — Y). Nel tempo quindi, si ottiene in A una tensione che a frequenza di riga (commutazione del burst alternato in trasmissione) assume valori negativi e positivi alternativamente con conseguente valore medio nullo per mezzo dell'integrazione dovuta alla capacità del condensatore C. In tali condizioni la base di T_a ritorna quindi a zero bloccando il transistore stesso e consentendo al bistabile di funzionare ora regolarmente.
Il ciclo può quindi ripetersi nel caso in cui la fase risulti ancora errata, mentre non si avranno nuovi mutamenti al funzionamento corretto del bistabile se la fase risulterà esatta.

17. - MATRICI

Nel campo della TVc con il termine « matrice » si identifica una rete elettrica che consente una combinazione lineare di grandezze elettriche. Le matrici possono essere costituite da reti passive o da reti composte da elementi passivi in unione ad amplificatori per cui definibili come attive.
Dal processo di demodulazione sincrona, si ricavano come visto, i segnali d.d.c. (R — Y) e (B — Y). Le informazioni da inviare al cinescopio sono invece R, G, B per cui lo scopo della matrice nel nostro caso specifico, è di ricavare il terzo segnale d.d.c. (V — Y) ed infine di attuare la loro combinazione con il segnale di luminanza.
L'operazione di matricizzazione dei segnali d.d.c. con quelli di luminanza può essere ottenuta in due modi: 1) combinazione lineare mediante matrice attiva; 2) combinazione diretta sul cinescopio.
Una operazione, indispensabile comunque, è come si è detto quella di ricavare il terzo segnale d.d.c. dai due disponibili, all'uscita dei demodulatori sincroni. La matrice sarà alimentata quindi in ingresso dai segnali $V_{(R-Y)}$ e $V_{(B-Y)}$ mentre in uscita darà luogo ai tre segnali d.d.c. La nota relazione che esprime $V_{(V-Y)}$ in funzione di $V_{(B-Y)}$ e $V_{(R-Y)}$ è:
$V_{(V-Y)} = -0{,}19\ [V_{(B-Y)} - 0{,}506\ V_{(R-Y)}]$
Esaminando la formazione del segnale cromatico con barre di colore si era visto che la massima escursione di $V_{(R-Y)}$ era di 1,4 (tra + 0,7 e — 0,7) mentre per $V_{(B-Y)}$ 1,78 (ossia tra + 0,89 e — 0,89) per cui il loro rapporto vale:

$$\frac{V_{(B-Y)}}{V_{(R-Y)}} = \frac{1{,}78}{1{,}4} = 1{,}27$$

Poichè in trasmissione, onde evitare sovramodulazioni, i segnali d.d.c. sono ridotti

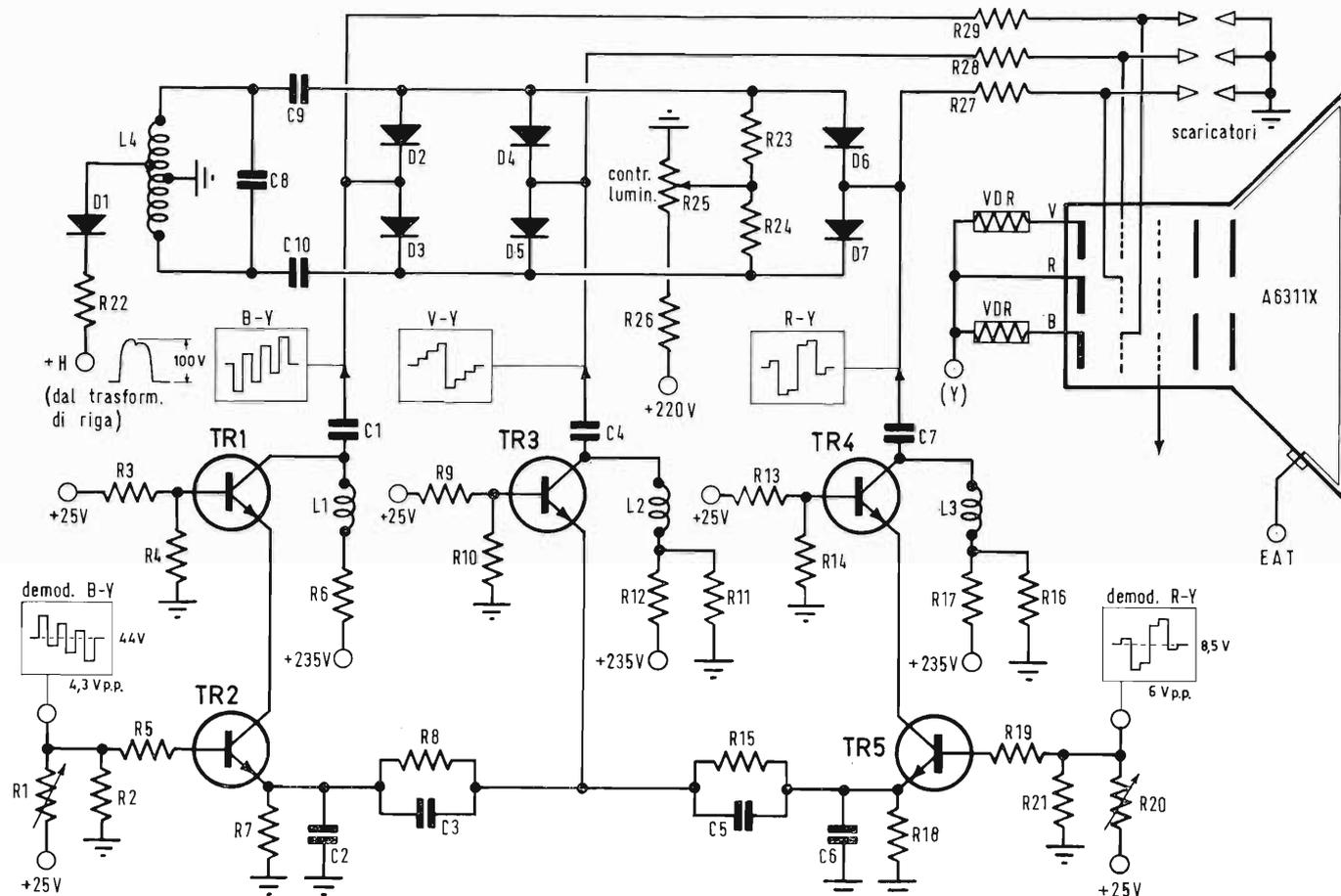



Fig. 8

secondo i fattori 0,877 per $V_{(R-Y)}$ e 0,493 per $V_{(B-Y)}$ all'uscita dei demodulatori, il rapporto di tensioni picco a picco tra le due grandezze risulta:

$$1,27 \cdot \frac{0,493}{0,877} = 0,71$$

$V_{(R-Y)}$ è quindi 1,41 volte superiore a $V_{(B-Y)}$, ma poichè la compressione effettuata in trasmissione deve essere compensata in ricezione, si ottiene nuovamente il rapporto 1,27 a favore di $V_{(B-Y)}$. Ciò significa che la matrice e relativi amplificatori finali del canale (B — Y) devono avere un guadagno superiore di 1,78 volte quello di (R — Y).

Considerando di alimentare il cinescopio sulle griglie con i segnali d.d.c. e sui catodi con la luminanza, si deve disporre per il tubo Philips A63-11X, 100 V di V_Y, 215 V_{pp} di $V_{(B-Y)}$ e 170 V_{pp} per $V_{(R-Y)}$. La fig. 8 riporta appunto a titolo di esempio la matrice transistorizzata Philips. Il transistore T_{R3} ricava il segnale $V_{(V-Y)}$ dai segnali $V_{(R-Y)}$ e $V_{(B-Y)}$ presenti sugli emettitori di T_{R5} e T_{R2}. In tal modo, la larghezza di banda del canale (V_{V-Y}) non risulta influenzata da quella dei canali di prelievo; se il segnale fosse stato formato prelevando le tensioni necessarie, sui collettori di T_{R1} e T_{R4} sui quali si è già attuata la riduzione di banda, si otterrebbe per $V_{(V-Y)}$ una larghezza di banda inferiore. Inoltre a causa della bassa impedenza di ingresso dell'amplificatore (V — Y), il cross-talk tra (R — Y) e (B — Y) risulta minore nel caso della soluzione adottata in figura.

Per poter garantire nell'intero campo delle caratteristiche i necessari rapporti di corrente catodica al cinescopio durante tutta l'escursione della scala dei grigi, si sono impiegate, in serie ai canali blu e verde, delle resistenze VDR selezionate a coppie, le quali consentono al variare della luminanza, di mantenere costanti i rapporti delle correnti catodiche che per il cinescopio da noi considerato, valgono:

$$\frac{I\ rosso}{I\ blu} = 1,5 \text{ (valore medio)}$$

$$\frac{I\ rosso}{I\ verde} = 1{,}4 \text{ (valore medio)}$$

Le VDR, percorse dalla corrente del cannone blu e verde, devono avere caratteristiche tali da eguagliare quelle del cinescopio onde evitare alterazioni del gamma per i cannoni così equipaggiati.
La matrice presentata è a banda stretta poichè in essa transitano i soli segnali d.d.c., mentre la luminanza a banda larga dopo aver subito il necessario ritardo, onde risultare in fase esatta, alimenta direttamente i catodi del cinescopio. Un tipo di matrice a banda larga, ossia per segnali *R*, *V*, *B*, è presentata in fig. 9,

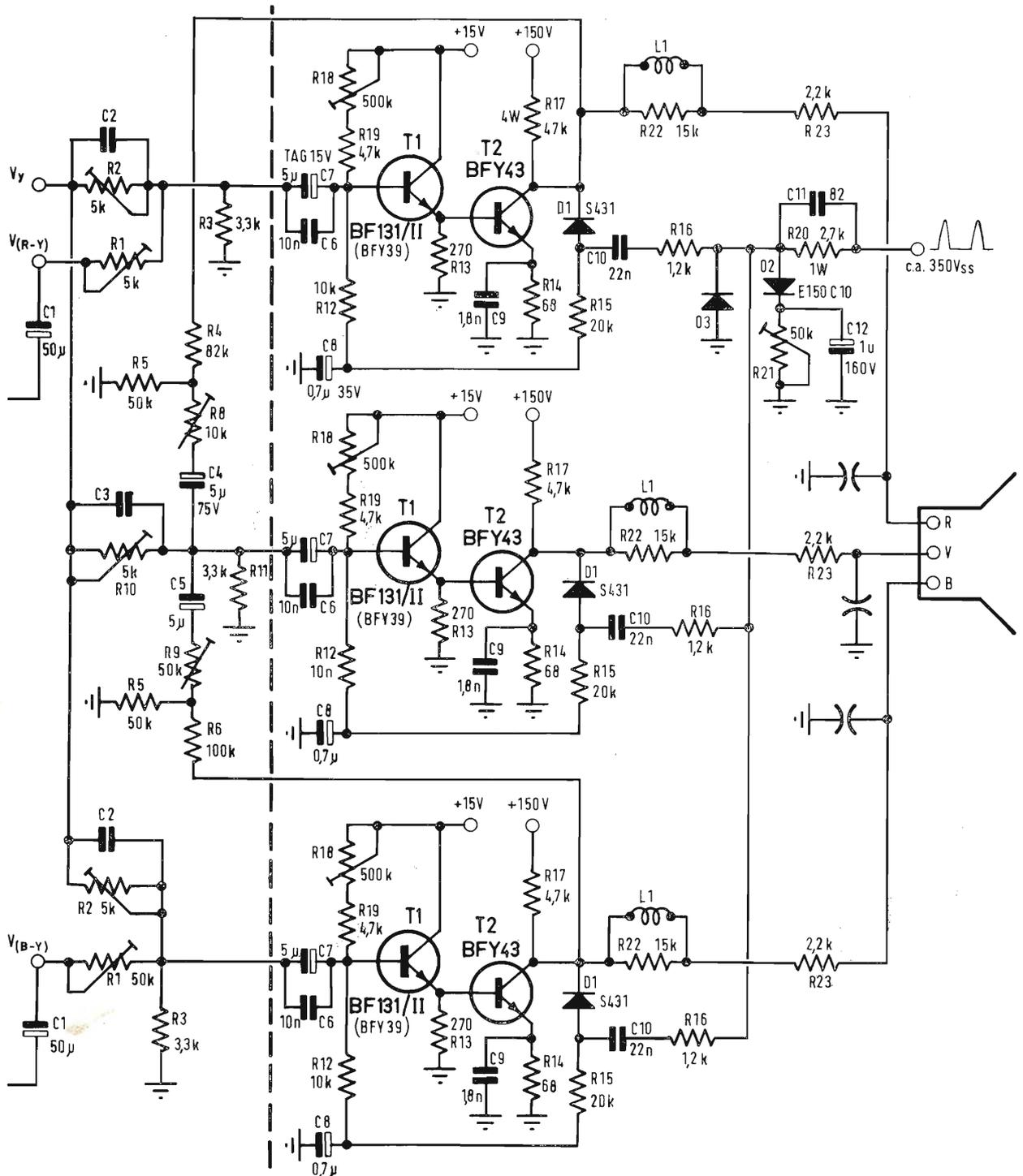
Fig. 9

dove si nota come ai transistori T_1 dei tre canali viene immessa anche l'informazione di luminanza, per cui ogni stadio T_1 T_2 deve consentire un'amplificazione lineare entro 0 — 4 MHz.
Finora abbiamo esaminato le matrici come elementi combinatori del ricevitore TVc, ma come accennato nei precedenti articoli, in trasmissione si ha un primo impiego di questi circuiti, per compiere le operazioni complementari a quelle esaminate in ricezione.
La luminanza formata per esempio dai segnali R, G, B, deve rispondere ad una relazione del tipo:
$L = a_1 R + a_2 V + a_3 B$
I coefficienti a_1, a_2, a_3 sono positivi, ma nel caso di una combinazione con termini negativi è sufficiente operare un'inversione di fase sul segnale corrispondente, prima di attuare la composizione nella matrice. La rete elettrica (matrice passiva) nel caso da noi posto, assume la configurazione di fig. 10 dove R, V, B sono tre generatori a tensione costante, mentre i resistori r_1, r_2, r_3, che rappresentano la matrice vera e propria, comprendono anche le resistenze interne dei generatori stessi. Ai capi del resistore R si ottiene quindi una tensione $V = RI$ in cui la corrente I assume il valore richiesto:
$I = m\,(a_1 R + a_2 V + a_3 B)$
Il valore di R determina il valore assoluto di V a prescindere dalla composizione delle varie correnti dovuta esclusivamente alla matrice r_1, r_2, r_3.

Fig. 10

Cortocircuitando il resistore R, le correnti relative ai resistori r_1, r_2, r_3 risultano:

$$I_{cc1} = \frac{V_1}{r_1}$$
$$I_{cc2} = \frac{V_2}{r_2} \qquad [1]$$
$$I_{cc3} = \frac{V_3}{r_3}$$

Rimuovendo il cortocircuito le correnti valgono:

$$I_1 = \frac{I_{cc1}}{\left(\frac{1}{R_{tot}} + \frac{1}{R}\right) R}$$
$$I_2 = \frac{I_{cc2}}{\left(\frac{1}{R_{tot}} + \frac{1}{R}\right) R} \qquad \text{dove } R_{tot} = \frac{r_1 r_2 r_3}{r_2 r_3 + r_1 r_2 + r_1 r_2}$$
$$I_3 = \frac{I_{cc3}}{\left(\frac{1}{R_{tot}} + \frac{1}{R}\right) R}$$

sostituendo a I_{cc1}, I_{cc2}, I_{cc3} i valori dati dalle [1] abbiamo:

$$I_1 = \frac{V_1 R_{tot}}{r_1 (R + R_{tot})}, \qquad I_2 = \frac{V_2 R_{tot}}{r_2 (R + R_{tot})}, \qquad I_3 = \frac{V_3 R_{tot}}{r_3 (R + R_{tot})}.$$

Le tensioni RI_1, RI_2 e RI_3 sono quindi fornite dalle relazioni:

$$RI_1 = \frac{R\ V_1\ R_{tot}}{r_1 (R + R_{tot})}, \qquad RI_2 = \frac{R\ V_2\ R_{tot}}{r_2 (R + R_{tot})}, \qquad RI_3 = \frac{R\ V_3\ R_{tot}}{r_3 (R + R_{tot})}$$

ed avendo posto $RI_1 = a_1 V_1$ avremo che $a_1 = \frac{R\ R_{tot}}{r_1 (R + R_{tot})}$; analogamente

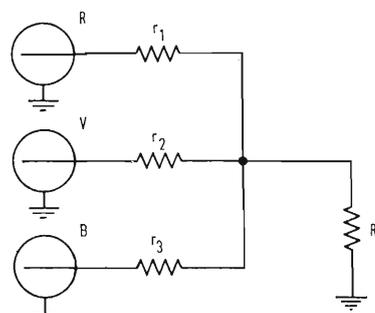
$$a_2 = \frac{R\ R_{tot}}{r_2 (R + R_{tot})} \qquad a_3 = \frac{R\ R_{tot}}{r_3 (R + R_{tot})}.$$

Possiamo quindi scrivere che:

$$a_1 : a_2 : a_3 = \frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} + \frac{1}{r_3}$$

da cui, fissato un certo valore per r_1, si ottiene:

$$\frac{r_2}{r_1} = \frac{a_1}{a_2} \text{ ossia } r_2 = r_1 \frac{a_1}{a_2}$$

analogamente:

$$\frac{r_3}{r_1} = \frac{a_1}{a_3} \quad \text{ossia} \quad r_3 = r_1 \frac{a_1}{a_3}$$

(*continua*)

Errata Corrige

Antenna n. 8, agosto 1969:
pag. 331 riga 35ª al termine: Per i dettagli *fini* (anzichè *fissi*);
pag. 333 prima riga: « di cui come detto V_Y, $V_{R-Y)}$, $V_{(B-Y)}$ » (anzichè V_Y, $V_{(Y-Y)}$, $V_{(Y-Y)}$);
pag. 334 e 335 tutti i termini $V_{(R-Y)}$ e $V_{(B-Y)}$ contenuti nelle pagine suddette vanno intesi con (R — Y) e (B — Y) come pedice della lettera V e non come scritto V (R — Y).
Antenna n. 9, settembre 1969:
pag. 363 espressione (5): $\sqrt{-0,89^2 + 0,11^2} = \sqrt{0,8042}$ (anzichè $\sqrt{0,842}$);
pag. 365 riga 25ª: ... di barre colorate con saturazione 100% e ampiezza al 75% (anzichè « con saturazione al 75% »); riga 29ª fig. 6 (anzichè fig. 17);
pag. 368 riga 25ª: ... dovuti ai *vari* vettori (anzichè *veri* vettori); riga 53ª fig. 10 (anzichè fig. 8);
pag. 369 riga 5ª: $G_d = \frac{A_1}{A_2} - 1$ (anzichè $A_1/A_2 - 1$); riga 49ª: fig. 11 (anzichè fig. 9); riga 55ª: fig. 11 (anzichè fig. 9);
pag. 370 prima riga: fig. 12 (anzichè fig. 10); riga 9ª: fig. 12 (anzichè fig. 10); riga 43ª: fig. 13 (anzichè fig. 11);
pag. 371 riga 15ª: fig. 14 (anzichè fig. 12); riga 40ª: fig. 15 (anzichè fig. 13); riga 50ª: fig. 16 (anzichè fig. 14).

Tre nuovi diodi varactor per moltiplicatori di frequenze annunciati dalla Mullard

I tre nuovi diodi aggiunti alla gamma Mullard nell'ambito dei varactor al silicio sono conformi alle specificazioni internazionali 1N5152, 1N5153 e 1N5155. Studiati per l'uso in moltiplicatori ad alto rendimento, essi hanno costituzione planare e giunzioni termicamente protette per offrire il massimo affidamento. Il tipo 1N5152 e il tipo 1N5153 sono previsti per l'uso in duplicatori di frequenza, da 1 a 2 GHz. Hanno un rendimento non minore del 50% e possono fornire una uscita maggiore di 6 W. Differiscono tra loro solo perchè il tipo 1N5152 è montato in una capsula di tipo « varactor pill» (Mullard, involucro tipo B), mentre il tipo 1N5153 ha una capsula tipo « cartridge» (Mullard involucro tipo C).
Il tipo 1N5155 è previsto per l'uso in triplicatori di frequenza, da 2 a 6 GHz. Con un'entrata di 5 W si può ottenere un'uscita di 2 W. È contenuto in una capsula tipo « varactor pill ».
Caratteristiche principali:

	1N5152 e 1N5153	1N5155
— Capacità ($V_r = 6$ V)		
minima, *pF*	5	1
massima, *pF*	7,5	3
— Tensione minima		
di rottura ($I_r = 10 \mu A$), V	75	35
— Frequenza di taglio minima, *GHz*	55	85
— Resistenza termica massima, *°C/W*	23	35

La filodiffusione in Italia.

In meno di tre anni, gli utenti della filodiffusione hanno superato quota 100.000 e dal numero di richieste di impianto, sempre crescenti, si può ormai affermare che la filodiffusione si è inserita, di diritto, nell'odierno modo di vivere ed è diventata il modo nuovo di ascoltare la radio. La filodiffusione è una nuova tecnica per la trasmissione dei programmi radio e programmi speciali che utilizza, come tramite, i cavi della rete telefonica. La FD, con i suoi sei canali, offre a chi l'ascolta vaste possibilità di scelta; i primi tre canali, infatti, sono collegati ai normali tre programmi radiofonici (« Notturno Italiano » compreso), il quarto, « Auditorium » trasmette musica classica, il quinto è dedicato agli appassionati di musica leggera, il sesto, in fase sperimentale, è dedicato alla stereofonia.

Le trasmissioni sono esenti da qualsiasi disturbo; abolite completamente le tradizionali « scariche », l'ascolto rappresenta quanto di meglio si può desiderare per purezza e fedeltà di suono. Il Servizio FD è gestito dalla SIP - Società Italiana per l'Esercizio Telefonico - in collaborazione con la RAI-TV.

dott. M. Cominetti

I transistori unipolari ad effetto di campo

Col presente lavoro l'Autore si propone di esporre in forma esauriente le più recenti possibilità di impiego di questi speciali transistori ormai affermati sul mercato grazie al prezzo moderato ed alle eccellenti qualità. Nella prima parte, dopo alcuni cenni storici, vengono presentati i due principali tipi di transistori ad effetto di campo, ossia il FET e il MOS, quindi con una breve analisi teorica vengono dedotte le relazioni matematiche fondamentali che meglio esprimono la fisica del funzionamento.
Nelle parti che seguono è dedicato ampio spazio alla discussione delle caratteristiche elettriche principali, mantenendo come confronto il transistore bipolare a giunzione. Si affrontano infine i problemi relativi all'amplificazione lineare e non lineare e si presentano numerose applicazioni pratiche.

FISICA DEL FUNZIONAMENTO E RELAZIONI ANALITICHE FONDAMENTALI

1.1. - Generalità

I primi tentativi di realizzare un dispositivo attivo allo stato solido operante sul principio fisico dell'effetto di campo furono intrapresi dall'americano J. E. Lilienfeld e dal tedesco Oskar Heil intorno al 1935. Successivamente, sotto la direzione di Shockley, presso i Laboratori della Bell Telephone, Bardeen e Brattain giunsero, nel 1948, alla realizzazione del transistore a punta e successivamente del transistore bipolare a giunzione. Ma gli studi sull'effetto di campo proseguirono e solo quattro anni dopo (1952) Shockley realizzò il transistore unipolare ad effetto di campo a giunzione.
Da questa data si è assistito ad uno sviluppo eccezionale della fisica dello stato solido ed al continuo perfezionamento dei processi tecnologici sui semiconduttori. L'impulso decisivo alla ricerca scientifica in questo campo è direttamente connesso al potenziamento dei calcolatori elettronici ed ai recenti sviluppi dell'astronautica. Di pari passo col perfezionamento dei transistori bipolari è progredita la tecnica dei « circuiti integrati » per applicazioni digitali e lineari, tanto che un confronto fra gli attuali prodotti e quelli che poteva offrire il mercato verso gli anni sessanta ha qualcosa di prodigioso.
Ma l'interesse per i transistori ad effetto di campo è stato veramente « catalizzato » dalla recente affermazione del transistore ad effetto di campo con elettrodo di controllo isolato, ossia il MOS (presentato sul mercato dalla RCA verso il 1963), quale componente base, attivo e passivo, dei circuiti integrati su larga scala: i cosiddetti LSI (« large scale integration »).
Lo sviluppo ed il perfezionamento di queste microtecnologie, soprattutto nei processi di diffusione ed accrescimento epitassiale, hanno dato fiducia al componente « discreto », ossia al transistore unipolare ideato da Lilienfeld, Heil e Shockley che, per la difficoltà dei processi costruttivi, la scarsa affidabilità e riproducibilità era stato sino ad ora praticamente abbandonato.
Ritorna così alla ribalta, dopo anni di attesa, questo dispositivo, sotto molti aspetti simile al tubo elettronico e sensibilmente diverso dal transistore bipolare. L'elevata impedenza d'ingresso, l'elevato guadagno in potenza, il basso rumore e l'alta frequenza di taglio ne rappresentano le principali e migliori caratteristiche. Non va dimenticata la notevole insensibilità alle radiazioni radioattive che giustifica l'elevato impiego nelle apparecchiature di bordo dei veicoli destinati alle esplorazioni spaziali. Altre caratteristiche, purtroppo meno favorevoli, quali il valore della transconduttanza g_m e della potenza dissipabile, sensibilmente inferiori a quelle dei transistori bipolari, ne limitano per ora l'impiego a circuiti particolari. È però doveroso ricordare che le case costruttrici si stanno adoperando per migliorare queste caratteristiche, tanto che sono ormai disponibili transistori

unipolari a giunzione di potenza superiore al watt, con frequenze di taglio superiori a 200 MHz e con transconduttanze dell'ordine di 30 mmho.

1.2. - Confronto con il transistore bipolare

La ragione del termine « unipolare », che si associa ai transistori ad effetto di campo, è contenuta nel principio fisico di funzionamento. Come è noto i transistori convenzionali a giunzione sono detti « bipolari » perchè, essendo realizzati con due giunzioni *PN* al silicio, presentano due percorsi possibili ai portatori di entrambi i segni, ossia buchi per il silicio drogato con atomi trivalenti, che chiameremo silicio tipo *P*, ed elettroni per il silicio drogato con atomi pentavalenti, che chiameremo silicio tipo *N*. In fig. 1.1 è rappresentato un transistore bipolare a giunzione tipo PNP. In condizione di normale funzionamento la giunzione base-emettitore è polarizzata in senso diretto e la giunzione base-collettore in senso inverso. Se la drogatura della prima regione *P* è almeno 100 volte superiore a quella della regione *N*, comune alle due giunzioni, si avrà una corrente I_E totale dovuta ai buchi in uscita dalla regione *P* (i buchi sono portatori di maggioranza per questa regione). Un centesimo di questa corrente verrà deviata verso la base, dove gli elettroni sono portatori di maggioranza e si chiuderà attraverso la massa ed il generatore V_1. La maggior parte della corrente I_E fluirà, attraverso la seconda giunzione, nel collettore, per richiudersi sull'emettitore tramite i due generatori.
La corrente principale ha perciò due percorsi, ed è intuitivo vedere come, iniettando una corrente I_B di segnale nella base, si stabilisce nel circuito di emettitore una corrente $I_E = h_{fe} I_B$, dove h_{fe} rappresenta, con buona approssimazione, il rapporto di drogatura delle due giunzioni. Ciò significa che il transistore si comporta come un dispositivo attivo che « guadagna » in corrente.
Nei transistori ad effetto di campo invece la corrente è dovuta ad un solo tipo di portatori, ossia i portatori di maggioranza del canale conduttore; da ciò deriva l'appellativo « unipolare ». Inoltre, essendo l'impedenza d'ingresso molto elevata si parlerà di « guadagno in tensione ».

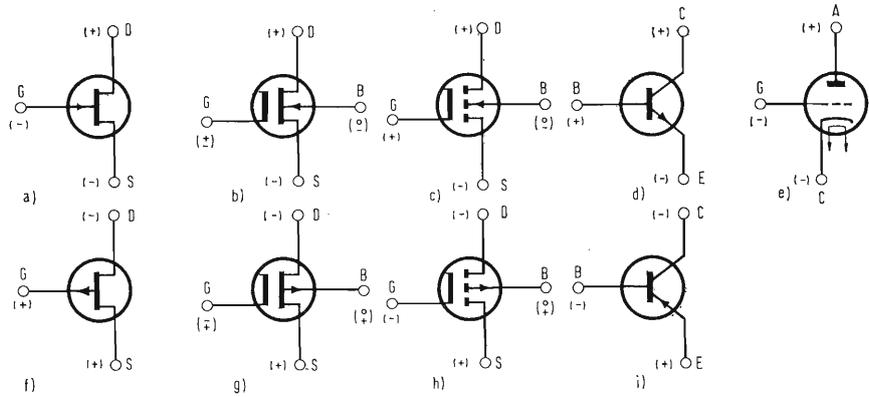
Fig. 1.1 - Transistore bipolare a giunzione tipo PNP con le opportune polarizzazioni.
——→ corrente dovuta ai buchi (portatori di maggioranza nella regione *P*)
← – – corrente dovuta agli elettroni (portatori di maggioranza nella regione *N*)

1.3. - I diversi tipi di transistori ad effetto di campo

Allo stato attuale della tecnologia si conoscono tre tipi di transistori ad effetto di campo e precisamente:
a) *il transistore ad effetto di campo a giunzione detto FET* (« field effect transistor »), in cui la polarizzazione inversa di una giunzione *PN* è in grado di controllare la conduttanza di una sbarretta di materiale semiconduttore.
b) *il transistore ad effetto di campo ad elettrodo di controllo isolato, detto MOS* (« metal-oxide-semiconductor).
Questo tipo di transistore basa il suo funzionamento sulla proprietà della superficie di alcuni materiali semiconduttori di essere sensibili ad un campo elettrico applicato fra l'elettrodo metallico di controllo, l'ossido isolante interposto (biossido di silicio SiO_2 e recentemente nitruro di silicio) e il semiconduttore stesso. La resistenza presente fra i terminali d'ingresso è elevatissima ($\sim 10^{15}$ Ω) e non dipende dalla temperatura. Si tratta in sostanza di un dispositivo semiconduttore ad elevato rendimento, ma purtroppo assai delicato: lo strato di biossido può resistere a campi elettrici di qualche decina di Volt. Alla tensione di rottura del biossido il dielettrico si perfora ed il dispositivo rimane permanentemente danneggiato.
Gli ultimi sviluppi della tecnologia MOS hanno permesso di realizzare transistori con zener di protezione sul circuito di controllo ($V_z \cong 10$ Volt). Sacrificando una parte dell'elevatissima resistenza di entrata, che si riduce in tal caso a circa 10^{10} Ω, questi nuovi dispositivi conservano tutte le altre caratteristiche dei MOS non protetti e garantiscono la più assoluta affidabilità senza richiedere particolari precauzioni di montaggio.
c) *il transistore ad effetto di campo a strati sottili detto TFT* (« thin-film-transistor »). Simile nel principio fisico di funzionamento al transistore MOS, questo dispositivo deve il nome alla diversa tecnica di costruzione basata sulla tecnologia degli strati sottili che ne ha permesso il grande sviluppo nei circuiti integrati. Non si conosce finora un valido impiego come componente « discreto », ossia come transistore isolato, e pertanto non sarà oggetto del nostro studio.
Un ulteriore termine di classificazione dei transistori ad effetto di campo è legato al tipo di semiconduttore che costituisce il canale. Si hanno FET e MOS a canale *P* o a canale *N* nei quali i portatori di maggioranza sono rispettivamente « buchi » o « elettroni ». A seconda del tipo di canale si dovranno ovviamente invertire le polarizzazioni, come è indicato in fig. 1.2.

1.4. - Rappresentazioni schematiche e modi di operazione

I simboli elettrici relativi ai due tipi di transistori di entrambi i « canali » sono rappresentati in fig. 1.2.
Le lettere che compaiono in figura per indicare gli elettrodi appartengono alla terminologia anglosassone che, per comodità di utilizzazione dei dati di listino

Fig. 1.2 - Rappresentazioni schematiche dei transistori ad effetto di campo. Indicazione delle polarizzazioni agli elettrodi e confronto con i transistori bipolari convenzionali ed il tubo elettronico.
a) FET canale *N*
b) MOS canale *N* a svuotamento
c) MOS canale *N* ad accrescimento
d) Transistore NPN
e) Tubo elettronico
f) FET canale *P*
g) MOS canale *P* a svuotamento
h) MOS canale *P* ad accrescimento
i) Transistore PNP

o dei testi originali sull'argomento, verrà conservata in tutte le relazioni analitiche. Esse sono:

per il FET: « Drain » (*D*) ossia « raccoglitore, assorbitore »
« Source » (*S*) ossia «sorgente »
« Gate » (*G*) ossia « porta »

per il MOS ai tre elettrodi indicati se ne aggiunge un quarto, ossia il « Bulk » (*B*) o « sottostrato ».

Il parallelismo con il transistore ed il tubo elettronico è immediato: gli elettrodi « drain », « gate » e « source » sono analoghi rispettivamente all'anodo, griglia e catodo del triodo e al collettore, base ed emettitore del transistore a giunzione convenzionale. Inoltre il « bulk » del MOS può avere la stessa funzione della griglia schermo del tetrodo. Esistono anche FET con due elettrodi di controllo (G_1 e G_2), ossia con quattro elettrodi complessivamente, ma non ricoprono al momento attuale un importante ruolo nella famiglia dei transistori ad effetto di campo e non verranno considerati.
Prima d'iniziare lo studio teorico della fisica di funzionamento dei transistori ad effetto di campo è opportuno richiamare l'attenzione sui « tre modi di operazione » che caratterizzano questi dispositivi. È evidente che, trattandosi di elementi pilotati in tensione e non in corrente, come i transistori bipolari convenzionali, la caratteristica di trasferimento rappresenterà, come per i tubi elettronici, l'andamento della corrente principale fra raccoglitore e sorgente (I_{DS}) in funzione della tensione applicata fra porta e sorgente (V_{GS}) per un valore stabilito della tensione fra raccoglitore e sorgente (V_{DS}).
Esistono due modi principali di operazione: lo « svuotamento » (depletion) e l'« accrescimento » (enhancement). I transistori appartenenti a queste due classi si dicono rispettivamente di tipo *A* e *C*. Il funzionamento in svuotamento (fig.

Fig. 1.3 - Caratteristiche di trasferimento e caratteristiche statiche per i tre tipi di transistori ad effetto di campo, canale *N*, del commercio.
a) FET tipo *A* (svuotamento)
b) MOS tipo *B* (svuotamento e accrescimento)
c) MOS tipo *C* (accrescimento)

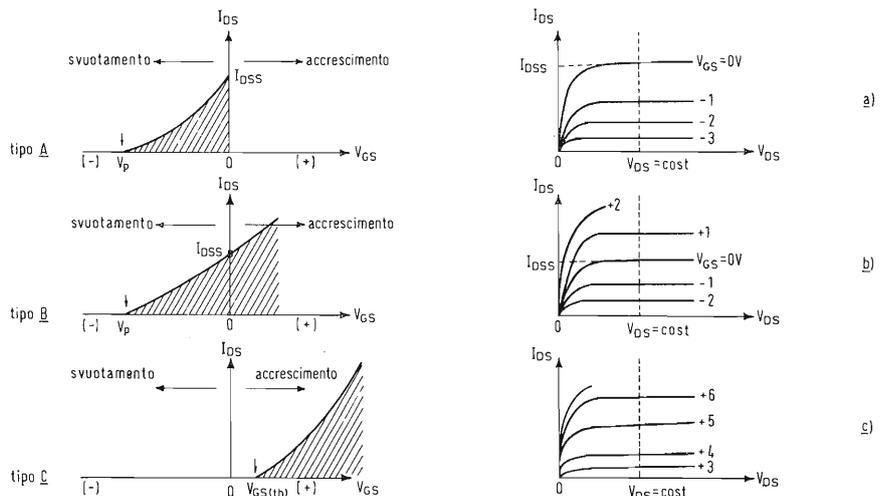



Fig. 1.4 - Struttura semplificata del transistore ad effetto di campo a giunzione (FET) canale *N*.

1.3*a*) prevede la piena conduzione quando la tensione V_{GS} è nulla. Transistori di questo tipo operano solamente con tensioni di polarità tale da *ridurre* la corrente ossia con polarizzazione inversa. Esiste un valore di tensione $V_{GS} = V_p$, detta « tensione di pinch-off », che annulla completamente la corrente I_{DS}. Secondo questo principio funzionano normalmente i FET.
Il funzionamento in accrescimento (fig. 1.3*b*) prevede invece la completa interdizione del dispositivo fino alla tensione di soglia $V_{GS(th)}$; per valori superiori di tensione la corrente I_{DS} aumenta con legge quadratica. È questo il modo di funzionamento dei MOS destinati ad applicazioni logiche, sia come elementi discreti che come componenti di catene di integrazione su larga scala. Per simili applicazioni la tensione di soglia, dell'ordine di qualche volt, rappresenta una vera e propria « soglia di immunità al rumore ». Infine, fra questi due tipi di funzionamento, se ne inserisce un terzo che riunisce le caratteristiche dei precedenti (fig. 1.3*c*) e prende il nome di tipo *B*. A questa classe appartengono i MOS destinati normalmente ad applicazioni analogiche; essi possono manipolare, in zona di buona linearità, segnali piuttosto elevati sia positivi che negativi.
I tre tipi di transistori ora descritti vengono realizzati secondo i diversi tipi di strutture che saranno dettagliatamente presentate e discusse. La scelta di ogni tipo di transistore è subordinata all'impiego: il FET dovrà sempre lavorare con polarizzazione inversa fra porta e sorgente; il MOS di tipo *B* non presenta problemi di polarizzazione ed è pertanto particolarmente adatto nelle applicazioni come amplificatore lineare; il MOS di tipo *C*, operando solo in zone di accrescimento, troverà la più naturale applicazione nei circuiti logici e di commutazione.

1.5. - Il transistore ad effetto di campo a giunzione (FET)

La struttura tipica di un transistore ad effetto di campo a giunzione, canale *N*, è rappresentata in fig. 1.4. Detto dispositivo è costituito da una sbarretta di forma parallelepipeda di materiale semiconduttore, in generale silicio con drogatura tipo *N*, sulle cui facce estreme di superficie minore sono saldati due conduttori metallici che prendono il nome di « sorgente » e « raccoglitore ». Su altre due facce parallele della sbarretta vengono applicate, con un processo di diffusione, due placchette uguali di silicio tipo *P*; esse vengono collegate elettricamente insieme e rappresentano l'elettrodo di controllo del flusso di corrente, ossia la « porta ». Si stabiliscono così, simmetricamente, tra la porta e la sbarretta, due giunzioni di tipo *PN*, nel caso del FET a canale *N* che si vuol descrivere. Per un FET a canale *P*, la sbarretta è di silicio drogato tipo *P*, la porta è di tipo *N* e le giunzioni che si formano sono perciò di tipo *NP*.
Ora il fenomeno principale che regola il funzionamento di questi transistori, ossia « l'effetto di campo », è completamente legato alla teoria fisica della giunzione fra due materiali semiconduttori di tipo opposto, ossia del diodo convenzionale, polarizzata inversamente, e sarà questo l'oggetto di studio del prossimo paragrafo.

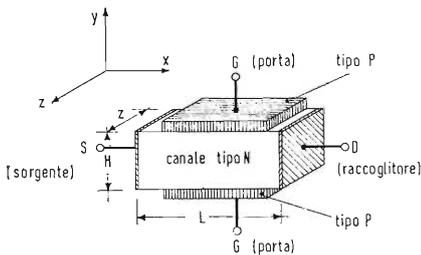



Fig. 1.5 - Giunzione *PN* non polarizzata.
a) Fenomeno di diffusione degli elettroni (←——) e dei buchi (– – →) alla giunzione.
b) Distribuzione delle cariche fisse alla giunzione in accordo con la condizione di neutralità.
c) Potenziale di contatto $V\Phi$.

1.6. - La giunzione PN

Per uno studio rigoroso del comportamento fisico della giunzione fra un semiconduttore di tipo *P* ed uno di tipo *N*, secondo i moderni concetti della fisica dello stato solido e la teoria statistica di Fermi-Dirac, si rimanda alla bibliografia specializzata. È necessario tuttavia eseguire una indagine qualitativa dei fenomeni principali che si verificano in prossimità di una giunzione siffatta, richiamando i concetti fondamentali relativi ai semiconduttori intrinsechi ed estrinsechi.
È noto che un semiconduttore puro (o intrinseco) di silicio è un debole conduttore perchè poche cariche mobili, buchi od elettroni ($n_i \cong 10^{13}$ cariche/cm^3 a 300°K) partecipano alla corrente di conduzione e precisamente solo quelle che, dotate di sufficiente energia di agitazione termica, saltano dalla banda di valenza (*BV*) in cui i legami con il nucleo sono molto forti, alla banda di conduzione (*BC*), vincendo il « gap di energia proibita » che separa le due bande (1,05 eV per il silicio).
Comunque, se si introduce nel cristallo una notevole concentrazione di atomi di impurità ($10^9 \div 10^{10}$ atomi/cm^3), si può ritenere che si generi un portatore di corrente per ognuno di questi atomi, ed il semiconduttore si dice drogato (o estrinseco).
Una struttura cristallina di silicio, tetravalente, può essere drogata con atomi di arsenico o bismuto, pentavalenti.
Ognuno di questi atomi si inserisce nel reticolo cristallino del silicio distribuendo quattro elettroni di valenza in altrettanti legami covalenti con gli atomi di silicio e liberando il quinto elettrone, che diventa un portatore di corrente; l'atomo pentavalente, d'altro canto, diventa uno ione positivo e prende il nome di « *donatore* ».
Se la drogatura è fatta con atomi di indio o gallio, trivalenti, si liberano nel cristallo di silicio altrettanti buchi, o cariche mobili positive. Gli atomi d'impurità diventano ioni negativi e prendono il nome di « *accoglitori* ».

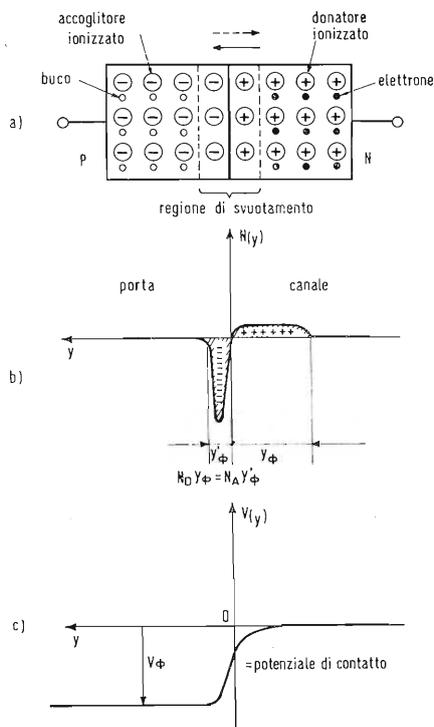



Fig. 1.6 - Giunzione *PN* polarizzata inversamente.
a) Allargamento della regione di svuotamento da parte del campo inverso.
b) Distribuzione delle cariche fisse alla giunzione in accordo con la condizione di neutralità.
c) Potenziale totale alla giunzione $V\Phi + V_{GS}$.

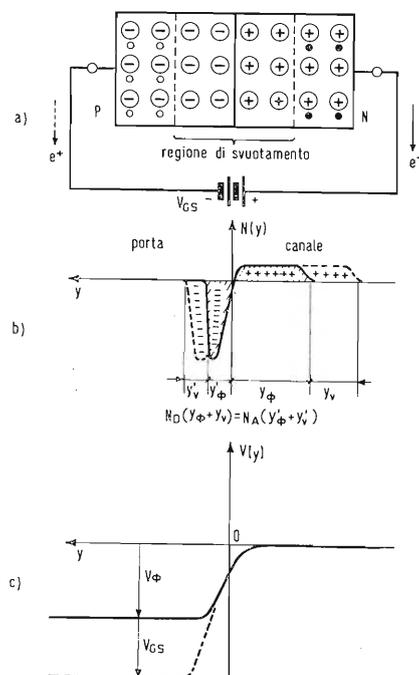



Fig. 1.7 - *a*) Effetto « statico » della tensione V_{GS} sulla conduttanza del canale e penetrazione della regione di svuotamento $V_{DS} = 0$.
b) Effetto « statico e dinamico » in presenza della tensione V_{DS} e penetrazione di tipo cuneiforme della regione di svuotamento.
c) Distribuzione del potenziale totale lungo il canale.

In generale, se la densità degli atomi donatori pentavalenti del semiconduttore di tipo *N*, che costituisce la sbarretta del FET in studio, è elevata rispetto alla densità delle coppie elettrone-buco che si generano per agitazione termica, si può asserire, con sufficiente approssimazione, che la corrente nella sbarretta è unicamente dovuta agli elettroni « donati », che saranno portatori di maggioranza.

a) *La giunzione PN non polarizzata*

Se ora si realizza una giunzione *PN*, gli elettroni, portatori di maggioranza nella sbarretta di tipo *N*, migrano spontaneamente verso la porta di tipo *P*, in quanto attratti dalla distribuzione di cariche positive (buchi), presente in questa regione. Per lo stesso motivo i buchi, portatori di maggioranza nella regione tipo *P*, migrano in senso inverso. Si stabilisce così una corrente di diffusione spontanea di elettroni e buchi in senso opposto. In prossimità della giunzione le cariche dei due segni si ricombinano. Per ogni coppia elettrone-buco che si neutralizza, si liberano i due ioni corrispondenti e si localizzano come cariche fisse ai due lati opposti della giunzione. Questa distribuzione di cariche genera un potenziale elettrostatico del tipo a doppio strato, detto « potenziale di contatto » (V_Φ) che si oppone come una barriera ad ogni ulteriore corrente di diffusione. Si giunge rapidamente all'equilibrio termodinamico, in cui l'energia potenziale associata alla distribuzione delle cariche statiche bilancia esattamente l'energia responsabile della diffusione, ed il fenomeno spontaneamente si arresta.

Ora, poichè in prossimità della giunzione si deve stabilire la condizione di neutralità delle cariche si potrà scrivere:

$$N_D Y_\Phi = N_A Y_\Phi' \qquad (1.1)$$

essendo:

N_D = la densità degli atomi donatori nella regione *N* (atomi/cm³)
N_A = la densità degli atomi accoglitori nella regione *P* (atomi/cm³)
Y_Φ, Y_Φ' = le profondità della zona di svuotamento nelle due regioni (cm).

Poichè, secondo la tecnologia costruttiva dei FET, la densità di drogatura della porta è molto superiore a quella del canale si può ritenere che tutta la zona di svuotamento si estenda entro quest'ultimo ($Y_\Phi \gg Y_\Phi'$). In fig. 1.5 è rappresentato il comportamento della giunzione *PN*, non polarizzata, in condizione di equilibrio termodinamico.

b) *La giunzione PN polarizzata inversamente*
Applicando ora alla giunzione una tensione inversa V_{GS} si determina una corrente di spostamento di buchi ed elettroni attraverso il collegamento, ed al di fuori della giunzione. Per ogni elettrone libero che lascia il lato N ed entra nel filo, vi è un elettrone libero che lascia il filo esterno e si ricombina con un buco sul lato P. Questa corrente fluisce finchè il potenziale elettrostatico attraverso la giunzione si riporta in equilibrio con la tensione esterna applicata.
La nuova distribuzione del potenziale determina una più profonda penetrazione della regione di svuotamento entro la sbarretta, dal valore iniziale Y_Φ al valore finale $Y_\Phi + Y_V$, ossia un ulteriore restringimento del canale conduttore.
In fig. 1.6 è rappresentato l'andamento del potenziale elettrostatico e la distribuzione della carica spaziale alla giunzione. Le aree tratteggiate rappresentano gli strati di carica spaziale associati al potenziale di contatto V_Φ, le aree bianche gli strati di carica spaziale indotti dalla tensione inversa esternamente applicata.
Alla modulazione della larghezza del canale conduttore, da parte della tensione di controllo, è direttamente associata la variazione della conduttanza, in quanto dipende dalle dimensioni geometriche del canale stesso, e quindi della corrente I_{DS}. Come è noto la conduttanza G_0 della sbarretta, ossia l'inverso della resistenza della stessa, dipende dalla sua conduttività σ e dalle dimensioni geometriche Z, H, L secondo la relazione:

$$G_0 \cong \sigma \frac{ZH}{L} \qquad (1.2)$$

In generale la conduttività non è una costante, in quanto dipende dal procedimento di drogatura lungo l'asse y perpendicolare alla giunzione, ma con l'ipotesi fatta in precedenza di considerare FET a drogatura uniforme si può dire che

$$\sigma(y) = \sigma = q(\mu_n N_D + \mu_p N_A) \qquad (1.3)$$

ed essendo nel caso in questione $N_D \gg N_A$ si può semplicemente ritenere:

$$G_0 \cong \mu_n q N_D \frac{ZH}{L} \ (\text{ohm}^{-1}) \qquad (1.4)$$

dove:
μ_n = mobilità degli elettroni (cm²/volt · sec)
q = carica dell'elettrone $\cong 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ coulomb
N_D = densità dei donatori (atomi/cm³)
Z, H, L = dimensioni geometriche della sbarretta (cm).

Il valore G_0 della conduttanza così determinata in assenza di tensioni esterne rappresenta il massimo valore ottenibile. È chiaro che la modulazione della larghezza effettiva del canale, mediante la penetrazione della regione di svuotamento, non ha altro significato fisico che la riduzione della carica equivalente qN_D dei portatori di maggioranza. La fig. 1.7*a* illustra l'effetto di modulazione della conduttanza del FET, tra gli elettrodi S e D, da parte della sola tensione di controllo V_{GS}. Si noti che la figura è stilizzata e limitata a metà sezione della sbarretta. Inoltre il prolungamento della porta per tutta la lunghezza L del canale è una pura ipotesi semplificativa. Si notano in figura due regioni di svuotamento: la Y_Φ, dovuta al potenziale interno di contatto V_Φ, e la Y_V, dovuta alla tensione di controllo V_{GS}. Queste due regioni di svuotamento hanno una origine puramente elettrostatica, non esistendo una corrente fra porta e canale, e si estendono parallelamente secondo la generatrice delle superfici equipotenziali del campo elettrico applicato.
Se si applica ora tra sorgente e raccoglitore una tensione V_{DS} si ha il passaggio di una corrente I_{DS}, funzione della tensione V_{GS} secondo le relazioni analitiche che verranno dedotte al paragrafo 1.7. Il passaggio di questa corrente nel canale dà origine a un fenomeno di notevole interesse. Poichè la conduttanza G della sbarretta è finita, e nelle nostre ipotesi costante in ogni punto, la distribuzione della tensione V_{DS} lungo l'asse x sarà di tipo lineare e decrescente dal raccoglitore alla sorgente. Trattandosi inoltre di una polarizzazione inversa per la giunzione, al raccoglitore ($x = L$) si avrà la tensione totale $V_{GS} + V_{DS}$, ed alla sorgente ($x = 0$) si avrà la sola tensione V_{GS}, in quanto questo elettrodo è a potenziale di terra. Così in condizione di normale funzionamento, il canale conduttore del FET assume la forma tipicamente cuneiforme indicata in fig. 1.7*b*. In fig. 1.7*c* è rappresentata la distribuzione del potenziale totale $V_{GS} + V_{DS}(x)$ lungo il canale.

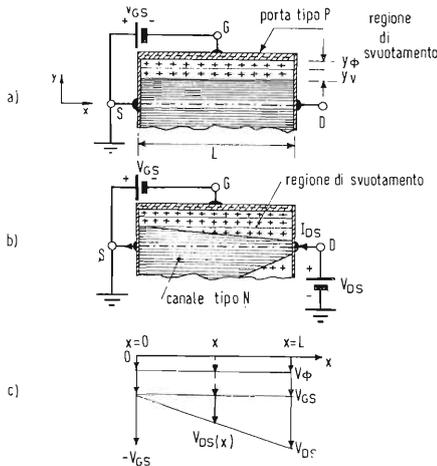



Fig. 1.8 - Caratteristiche statiche di un FET canale N. Rappresentazione grafica delle equazioni valide nelle due regioni.
(1) regione ohmica (triodo)

$$I_{DS} = \frac{\alpha}{2} V^2_{DS} - \alpha (V_{GS} - V_p) V_{DS}$$

$$V_{DS} \leq V_{GS} - V_p$$

(2) regione di saturazione (pentodo)

$$I_{DS} = I_{DSS} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right]^2$$

$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_p$$

1.7. - Caratteristiche statiche del FET

a) *Curva* $I_{DS} = f(V_{DS})$ *per* $V_{GS} = 0$
Riferendoci ancora al FET canale N applichiamo una tensione esterna V_1 positiva sul raccoglitore e negativa sulla sorgente, mantenendo la porta a potenziale zero ($V_{GS} = 0$; fig. 1.8). Si avrà il passaggio di una corrente di raccoglitore I_1 nel verso convenzionale indicato (il percorso reale degli elettroni avviene in senso inverso).
Come si è visto in fig. 1.7*c*, a causa della resistenza costante presentata dal di-

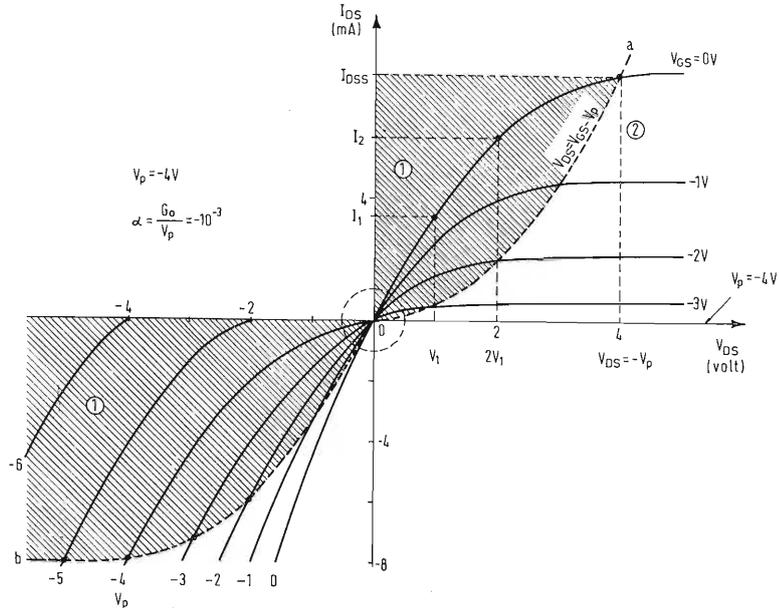



Fig. 1.9 - Caratteristiche statiche tipiche del FET BF 245/A canale *N*, fotografate al tracciatore Tektronics.
I_{DS} = 2 mA/div;
V_{DS} = 1 volt/div;
V_{GS} = —1 volt/step.

spositivo fra i due terminali, la tensione applicata si distribuisce con una legge di corrispondenza lineare lungo la sbarretta definendo una zona di svuotamento di tipo cuneiforme.
Aumentando la tensione V_{DS} al valore $V_2 = 2V_1$, la zona di svuotamento penetra ulteriormente entro la sbarretta, mantenendo la stessa distribuzione spaziale; la conduttanza diminuisce ancora, ma con una legge pressochè quadratica e la pendenza delle caratteristiche (I_{DS}, V_{DS}) diminuisce progressivamente.
Ad un certo valore della tensione V_{DS}, indicato con V_p e chiamato da Shockley « tensione di pinch-off » ossia « tensione di contrazione », le due regioni di carica spaziale associate alle giunzioni si avvicinano in prossimità del raccoglitore fino a toccarsi. Da questo punto in poi cade l'ipotesi di distribuzione lineare del potenziale lungo il canale: la diminuzione della conduttanza del canale controbilancia ogni ulteriore aumento di tensione V_{DS} e la corrente si stabilizza intorno al valore I_{DSS} che rappresenta il massimo valore di corrente che può attraversare il canale e viene perciò chiamata « corrente di saturazione ». Si è così raggiunta la condizione di saturazione per la curva $V_{GS} = 0$ delle caratteristiche statiche.
Il massimo valore di tensione V_{DS} positiva applicabile al transistore è stabilito dalla tensione di rottura della giunzione, o « tensione di breakdown ». Il fenomeno si manifesta fisicamente con la rottura dei legami covalenti fra gli elettroni della banda di valenza ed il nucleo, in entrambi i materiali costituenti la giunzione. Gli elettroni vengono letteralmente « strappati » dall'elevato campo elettrico inverso determinando un flusso di corrente incontrollato e continuamente crescente che conduce progressivamente alla distruzione della giunzione (fig. 1.10).

b) *Curve* $I_{DS} = f(V_{DS})$ *per* $V_{GS} < 0$

Se si applica ora tra controllo e sorgente una tensione V_{GS} negativa ($V_{GS} = -1\,V$ in fig. 1.8) la regione di svuotamento si estende ulteriormente all'interno del canale per effetto del nuovo campo elettrostatico. La conduttanza del dispositivo diminuisce ancora e la curva descritta dalla corrente I_{DS}, in corrispondenza agli stessi valori di tensione V_{DS}, si dispone al disotto della curva precedente. Procedendo in questo modo, con valori di V_{GS} più negativi, si ottengono nuove curve che giacciono tutte al disotto della curva $V_{GS} = 0$ Volt e che presentano il fenomeno di saturazione della corrente per valori di tensione V_{DS} progressivamente minori.
In fig. 1.8 è rappresentata la famiglia completa di caratteristiche statiche $I_{DS} = f(V_{DS})$ per un FET canale *N*, dedotta sulla base delle relazioni analitiche che verranno ottenute al prossimo paragrafo.

1.8. - Deduzione analitica delle caratteristiche statiche

Si descrive un procedimento qualitativo basato sul controllo della carica complessiva in variazione nel canale. Questo metodo, già ampiamente applicato nella teoria dei transistori bipolari da Johnson e Rose (PIRE marzo 1959) e successivamente da altri autori, si può facilmente estendere ad entrambi i transistori unipolari ad effetto di campo. Esso non tiene conto del profilo di impurità della

cosiddetta « regione ohmica », in cui la conduttanza differenziale d'uscita g_{DS} è finita e dipende fortemente dalla tensione V_{DS}.
Derivando nella 1.9 la corrente I_{DS} rispetto alla tensione V_{DS}, mantenendo V_{GS} costante, se ne deduce l'espressione:

$$g_{DS} = G_0\left(1 - \frac{V_{GS} + V_{DS}}{\dfrac{Q_c}{C_g}}\right) \qquad (1.10)$$

Dunque la conduttanza di uscita si annulla quando è nullo il termine entro parentesi, ossia per:

$$V_{DS} = \frac{Q_c}{C_g} - V_{GS} \qquad (1.11)$$

In questo caso si è nella regione di saturazione e l'espressione 1.9 per la corrente diventa:

$$I_{DS} = G_0\frac{Q_c}{2C_g}\left(1 - \frac{V_{GS}}{\dfrac{Q_c}{C_g}}\right)^2 \qquad (1.12)$$

e si annulla a sua volta per:

$$V_{GS} = \frac{Q_c}{C_g} \equiv V_p \qquad (1.13)$$

Questo valore di tensione V_{GS} coincide con il « potenziale di pinch-off » V_p, già introdotto al paragrafo precedente e che si presta perciò ad una duplice interpretazione:
a) V_p rappresenta la tensione di controllo che annulla la corrente nel canale, qualunque sia la tensione V_{DS} applicata.
b) V_p rappresenta, in valore assoluto, la tensione V_{DS} che, per $V_{GS} = 0$, stabilisce la corrente di saturazione I_{DSS} nel canale.
La relazione 1.10 stabilisce dunque che per $V_{DS} \geq V_{GS} - V_p$ la conduttanza del dispositivo passa dal valore finito della regione ohmica al valore pressochè nullo della regione di saturazione.
La curva limite che separa le due regioni è una parabola passante per l'origine, simmetrica rispetto all'asse della corrente e con concavità rivolta verso l'alto.
La chiameremo « parabola di riferimento » e la sua espressione analitica si deduce immediatamente sostituendo nella 1.9 l'identità $V_{DS} = V_{GS} - V_p$.
Inoltre dalla equazione 1.12, per $V_{GS} = 0$ e $Q_c/C_g = V_p$, si deduce l'espressione analitica della massima corrente che può attraversare il canale, ossia:

$$|I_{DSS}| = \frac{G_0}{2}|V_p| \qquad (1.14)$$

Sostituendo infine le relazioni 1.13 e 1.14 nella 1.9 e nella 1.12 si ottiene il gruppo di relazioni che stabiliscono il comportamento del transistore ad effetto di campo nelle due regioni precedentemente definite.
Esse sono dunque:

Regione ohmica
$(V_{DS} \leq V_{GS} - V_p)$

$$I_{DS} = -\alpha\left[(V_{GS} - V_p)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}\right] \qquad (1.15)$$

conduttanza d'uscita:

$$g_{OS} = \left(\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}}\right)_{V_{GS}=\text{cost}} = -[(V_{GS} - V_p) - V_{DS}] \qquad (1.16)$$

transconduttanza:

$$g_m = \left(\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}}\right)_{V_{DS}=\text{cost}} = -\alpha V_{DS} \qquad (1.17)$$

Regione di saturazione
$(V_{DS} \geq V_{GS} - V_p)$

$$I_{DS} = -\frac{\alpha}{2}(V_{GS} - V_p)^2 = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 \qquad (1.18)$$

conduttanza d'uscita:
g_{OS} si mantiene praticamente costante su valori molto bassi (<150 µmho)
trasconduttanza:

$$g_m = \left(\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}}\right)_{V_{DS}=\text{cost}} = -\alpha(V_{GS} - V_p) = G_0\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right) \qquad (1.19)$$

dove: $\alpha = \dfrac{G_0}{V_p}$ $\left[\begin{array}{l} <0 \text{ canale } N \\ >0 \text{ canale } P \end{array}\right.$

e $G_0 = \dfrac{\mu_{n,p} Q_c}{L^2}$ (ohm^{-1})

1.9. - Considerazioni generali sulle caratteristiche statiche

La prima importante considerazione emerge dal confronto fra la fig. 1.8 che è la rappresentazione grafica delle relazioni 1.15 e 1.18 dedotte al paragrafo precedente, e la fig. 1.9 che è la fotografia di una tipica famiglia di caratteristiche statiche per il FET BF 245/A ottenuta al tracciatore Tektronics.
Le due figure sono molto simili e questa è la confortante verifica sperimentale delle relazioni analitiche ottenute al paragrafo 1.8.
La seconda considerazione riguarda le diverse regioni caratteristiche di funzionamento. Si è parlato di regione ohmica, o regione triodo, e di regione di saturazione, o regione pentodo, entrambe nel campo delle tensioni e correnti positive.
Una attenta osservazione delle figure rivela invece la presenza di tre diverse regioni di funzionamento. Pur chiamando « regione ohmica » tutta la regione indicata con tratteggio in fig. 1.8 e che si trova a sinistra della parabola di riferimento, chiameremo più propriamente « regione triodo » la sola parte compresa nel terzo quadrante ossia individuata da tensioni e correnti negative. La regione a destra della parabola di riferimento sarà chiamata « regione di saturazione » come si è convenuto in precedenza.
Analizziamo ora attentamente le caratteristiche di queste tre regioni.
1) « *Regione ohmica* »
1° *quadrante* (V_{DS}, I_{DS} positivi): è definita dall'area compresa fra l'asse positivo della corrente I_{DS}, la linea orizzontale rappresentante la corrente di saturazione I_{DSS} e la parabola (*a*) luogo geometrico dei punti in cui $V_{DS} = V_{GS} - V_p$.
In questa regione ha piena validità il gruppo di formule 1.15, 1.16 e 1.17 precedentemente ottenute. Il nome attribuito a questa regione è dovuto al fatto che le curve della famiglia passano esattamente per l'origine nel cui intorno mantengono una notevole simmetria e bidirezionalità. All'interno del cerchio indicato in fig. 1.8 è infatti possibile idealizzare le curve con delle rette a diverso coefficiente angolare; è così possibile parlare di funzionamento del transistore come resistenza ohmica controllata con la tensione V_{GS}.
3° *quadrante* (V_{DS}, I_{DS} negativi): è detta « regione triodo » ed è definita dall'area compresa tra l'asse delle tensioni e la curva di saturazione (*b*), simmetrica alla curva $V_{GS} = 0$ nel 1° quadrante.
In questa regione valgono le stesse relazioni analitiche che definiscono in generale la regione ohmica. Le diverse parabole mantengono la concavità rivolta verso il basso e per V_{GS} compresa tra 0 e V_p confluiscono nell'origine. Per valori V_{GS} negativi ed in valore assoluto superiori a V_p, le parabole hanno vero significato fisico solo per valori V_{DS} soddisfacenti alla disuguaglianza:

$$V_{DS} < 2(V_{GS} - V_p) \qquad (1.20)$$

come è facile verificare.
Per quanto riguarda l'area non tratteggiata che si estende al disotto della curva di saturazione (*b*) si può affermare che in essa cade la validità della legge 1.15 a causa della polarizzazione diretta della giunzione associata al fenomeno di saturazione del canale conduttore. Le curve della famiglia assumono allora l'aspetto indicato in fig. 1.11.
2) « *Regione di saturazione* »: definita nel primo quadrante a destra della parabola di riferimento e limitata, per tensioni V_{DS} elevate, dal fenomeno di « breakdown » (fig. 1.10).
In questa regione il transistore trova normale impiego come amplificatore lineare per l'elevato fattore di amplificazione ($\mu > 50$) e la bassa conduttanza d'uscita ($g_{OS} < 150$ μmho).
Le equazioni 1.18 e 1.19 definiscono analiticamente questa regione e suscitano un notevole interesse.
La prima rappresenta la ben nota « legge quadratica » di variazione della corrente I_{DS} in funzione della tensione di controllo V_{GS}; essa trova una buona conferma sperimentale, pur essendo stata dedotta senza specificare il profilo di drogatura del canale e supponendo costanti il campo elettrico, la mobilità elettronica e la capacità C_g della giunzione.
La seconda dimostra come la transconduttanza g_m, per $V_{GS} = 0$ coincide con la conduttanza del canale G_0 in assenza di polarizzazioni.
Qualitativamente le proprietà del transistore ad effetto di campo nel primo quadrante sono molto simili a quelle di un pentodo di eccellenti qualità. Ciò avviene non solo per le curve caratteristiche, ma anche per le grandezze d'entrata e d'uscita (elevata R_{GS} e bassa g_{OS}) e per i parametri di reazione (elevatissima R_{DG} e bassa capacità C_{DG}).

(*continua*)

K. G. Baker

Apparecchiatura di messa in parallelo per trasmettitori UHF*

Recenti progressi nei semiconduttori, specialmente nei transistori di potenza per alta frequenza, hanno permesso di realizzare una nuova generazione di trasmettitori piloti completamente dello stato solido, per pilotare direttamente amplificatori a klystron di grande potenza con uscite maggiori di 50 kW. Si sono pure impiegate esclusivamente tecniche dello stato solido per gli apparati relativi alla messa in parallelo, con i notevoli vantaggi di migliorato affidamento e maggior stabilità in seguito all'eliminazione dei tubi termoionici e di componenti elettromeccanici.

L'apparecchiatura per disporre in parallelo trasmettitori UHF di grande potenza descritta in questo articolo comprende tecniche pionieristiche elaborate dalla Compagnia Marconi (The Marconi Company Ltd., Marconi House, New Street, Chelmsford, Essex, England).

Attrezzature per la messa in parallelo in UHF sono state già costruite in Inghilterra dalla Compagnia Pye (Pye Ltd., St. Andrew's Road, Cambridge, England); tali apparecchiature presentano notevoli differenze nella ricerca della soluzione di molti problemi di funzionamento e scelta di piloti principali o di riserva, nonchè del controllo di fase dei trasmettitori. Il criterio adottato per mettere in parallelo i trasmettitori dipende in larga misura dall'esperienza acquisita, unitamente alla conoscenza delle esigenze degli utilizzatori. Allora, due Compagnie separatamente specializzate nello studio e nella costruzione di trasmettitori per radiodiffusione, forse con mercati diversi in vista, produrranno apparecchiature differenti per dettagli di progettazione e per l'interpretazione di concetti fondamentali.

Recenti perfezionamenti nei semiconduttori, specialmente nei transistori di alta frequenza e di grande potenza hanno permesso di progettare una nuova generazione di trasmettitori piloti completamente appartenenti allo stato solido (*a*, v. bibliografia alla fine) adatti per alimentare direttamente amplificatori a klystron di grandi potenze di uscita oltre 50 kW. Tecniche dello stato solido sono pure state impiegate esclusivamente, per i relativi apparati di messa in parallelo, con i confortevoli vantaggi di migliorato affidamento e di più grande stabilità, attribuibili alla eliminazione dei tubi termoionici e di componenti elettromeccanici.

I molteplici pregi del funzionamento in parallelo di trasmettitori (*b*, *c*, *d*, *e*, *f* v. bibliografia) sono ben noti e i vantaggi conseguibili con l'uso di un'apparecchiatura dello stato solido comune per pilotare e mettere in parallelo i trasmettitori risultano ovvii per tutti i livelli di potenza compresi fra 10 kW e 110 kW.

1. - CONSIDERAZIONI GENERALI

Per assicurare che venga irradiata da una coppia di trasmettitori in parallelo la potenza massima o quasi massima, è necessario regolare e mantenere la differenza di fase della portante fra le uscite dei due trasmettitori entro pochi gradi. Alcuni organi competenti della radiodiffusione specificano una differenza di fase massima di $\pm 10°$, sebbene sia spesso accettabile lo sfasamento di $\pm 20°$. Una piccola differenza di fase provoca una riduzione trascurabile nella potenza irradiata; 20 gradi riducono la potenza totale meno di 0,2 dB solamente. Ne segue che quando si progetta un nuovo sistema di messa in parallelo bisogna decidere se si deve impiegare il controllo manuale o automatico di fase.

Sebbene attualmente si possano fare singoli circuiti e pure lunghe catene di circuiti con eccellente stabilità di fase adottando convenienti tecniche di progetto e tecniche circuitali dello stato solido, per i trasmettitori, dove è richiesta la stabilità di fase a lungo termine e di ordine molto elevato, è desiderabile il controllo automatico di fase (C.A.F.). Altri fattori, come l'incostanza dell'alta tensione di alimenta-

(*) Per gentile concessione del Consolato Generale Britannico - Via S. Paolo 7 - Milano.

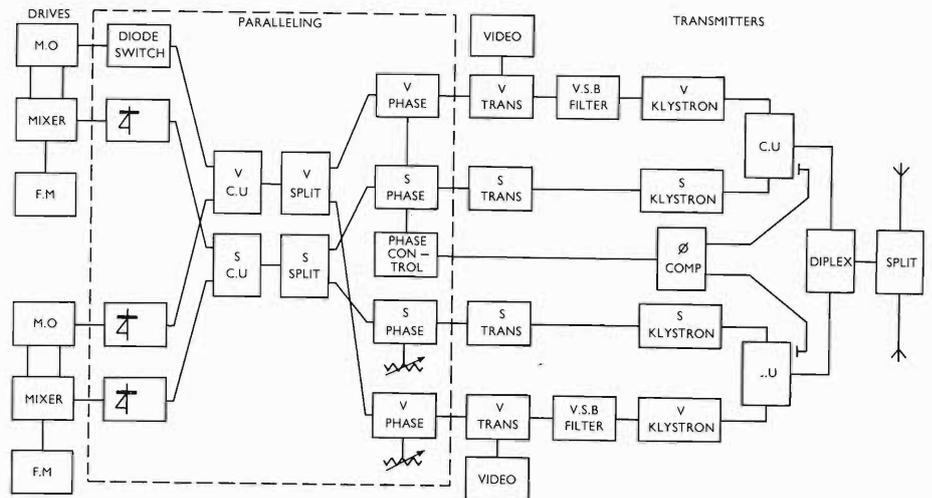



Fig. 1 - Apparecchiature per mettere in parallelo due trasmettitori piloti UHF e due amplificatori a klystron.

zione del fascio del klystron, che può far variare la fase della portante di uscita, ha pure un peso sulla scelta. Si è perciò adottato il C.A.F. con commutazione a manuale.

Gli elementi di regolazione della fase possono essere inseriti quasi dappertutto nella catena *RF* del trasmettitore, per lavorare a frequenze, che vanno da quella dell'oscillatore a cristallo fino alla frequenza irradiata. La loro frequenza di lavoro da scegliere deve essere un compromesso. Alla frequenza irradiata, si trova difficoltà a ottenere sufficiente sfasamento senza variazione di livello, mentre alla frequenza del cristallo ($f_{rad}/32$) tutti gli errori del controllo di fase vengono moltiplicati per 32. Nell'impianto Marconi, la soluzione più soddisfacente è di far funzionare i circuiti di regolazione della fase a $f_{rad}/4$. Ciò permette di ottenere spostamenti di fase per la frequenza irradiata di circa 600 gradi con errori di fase di ± 1 grado circa.

L'esperienza ha dimostrato che la parte in funzione e quella di riserva di un complesso di trasmettitori in parallelo devono contenere un minimo di apparecchiature. Considerazioni particolari sul trasmettitore pilota completo dimostrano che il punto più conveniente per separare il pilota modulato in frequenza e l'onda continua dei trasmettitori piloti, si trova all'uscita dell'oscillatore principale per il segnale video e all'uscita del mescolatore (v. *g* in bibliografia) per il segnale audio, dove le frequenze sono $f_v/4$ e $f_s/4$ rispettivamente.

I livelli di potenza a questi punti, 25 mW per il video e 100 mW per il suono, sono pure adatti per la commutazione con transistori.

Un ulteriore vantaggio è che queste sono anche le frequenze alle quali si azionano gli elementi di regolazione della fase, per cui l'apparecchiatura di messa in parallelo completa, comprendente la selezione dei piloti video e audio e la regolazione della fase del video e del suono, può essere introdotta nel sistema come modulo funzionale semplicemente reistradando due connessioni in ciascun trasmettitore. I dispositivi impiegati per mettere in parallelo due trasmettitori UHF e due amplificatori a klystron sono indicati in figura 1.

2. - FASATURA AUTOMATICA

Sono necessari alcuni mezzi per rivelare la differenza di fase delle portanti fra le uscite dei due trasmettitori in parallelo, usando un controllo sia manuale, sia automatico di fase. Si usano vari metodi, secondo il servizio e la frequenza di lavoro. Per trasmettitori di radiodiffusione di frequenza media o di alta frequenza, la potenza nel bilanciamento del carico dell'unità di combinazione fornisce in generale un'indicazione adeguata. Per il servizio TV, la presenza di entrambe le portanti video e audio rende meno utile questo sistema e i problemi di stabilità di fase relativi alle UHF richiedono una forma più sensibile di confronto delle fasi per consentire di applicare la correzione automatica di fase.

Si usano due ben noti tipi di comparatori di fase. Il primo fornisce una tensione della forma:

$V_0 = 2V \cos[(180 - \theta)/2]$

(per entrate di uguale ampiezza) che, dopo rivelazione, produce una sorta di segnale di uscita « non ambiguo », cioè un segnale senza ambiguità di $\pm 180^\circ$ dell'errore di fase.

Fig. 2 - Comparatore combinato « ambiguo-non ambiguo » richiedente solo due entrate *RF*, una da ciascun trasmettitore; si vede che consta di quattro accoppiatori direzionali a linee di 3 dB e di una linea in quarto d'onda.

Fig. 3 - Caratteristica « ambigua » tensione-fase ottenuta sommando le uscite dei rivelatori *D*1 e *D*2.

Questo semplice comparatore soffre della scarsità di discriminazione in vicinanza della condizione di coincidenza di fase, dato che fornisce un minimo invece dello zero quando le entrate sono in fase, ma di ampiezze disuguali, e non può discriminare fra errore di fasi in ritardo o in anticipo.

Il secondo tipo fornisce due segnali della forma:

$V_1 = 2V \cos[(90 - \theta)/2]$

e

$V_2 = 2V \cos[(270 - \theta)/2]$

(per entrate di uguale ampiezza). La somma delle corrispondenti tensioni di uscita rivelate, una negativa e l'altra positiva, fornisce la caratteristica «ambigua » per la quale la condizione di coincidenza di fase produce sempre la tensione di uscita zero, indipendentemente dalle ampiezze relative dei segnali di entrata. La tensione di uscita zero si verifica dunque tanto per lo sfasamento di ± 180 gradi, quanto per la condizione di fase esatta, ossia ci può essere ambiguità di fase. Poichè si usano rivelatori positivo e negativo, gli errori di fase di ritardo e di anticipo vengono indicati come variazione della polarità del segnale di uscita.

Combinando le caratteristiche più convenienti dei due tipi è stato possibile realizzare un sistema che non presenta l'ambiguità di ± 180 gradi, è insensibile allo squilibrio delle ampiezze del segnale di uscita e può indicare se gli errori di fase sono di ritardo o di anticipo.

Sistemi precedenti, che impiegavano entrambi i tipi di comparatori (v. *h* in bibliografia), richiedevano cinque segnali *RF* di entrata da ricavare dai trasmettitori. Per l'apparecchiatura che stiamo considerando, è stato costruito un nuovo comparatore combinato « ambiguo-non ambiguo », che richiede solo due segnali *RF* di entrata, ognuno ricavato dal trasmettitore corrispondente. La fig. 2 mostra questo comparatore costituito da quattro accoppiatori direzionali di linea a 3 dB e da una linea in quarto d'onda. Le tensioni relative al circuito si sommano con le fasi indicate nella condizione di corretta fase dei trasmettitori; in tal caso, i due segnali in quadratura applicati ai rivelatori D_1 e D_2 vengono rettificati e le uscite a corrente continua vengono sommate per ottenere il segnale « ambiguo ». Segnali in opposizione di fase sono presenti all'ingresso del rivelatore D_3, la cui uscita c.c. forma il segnale « non ambiguo », mentre le uscite c.c. dei rivelatori D_4 e D_5 vengono matricizzate per fornire un segnale logico ZERO di informazione di guasto del canale, se sono presenti entrambi i segnali di entrata, o un segnale logico UNO, se è applicato solo un segnale di entrata. La fig. 3*C* mostra la caratteristica « ambigua » tensione/fase ottenuta sommando le uscite dei rivelatori D_1 e D_2; i segnali dei singoli rivelatori sono quelli di fig. 3*A* e *B* rispettivamente. La caratteristica « non ambigua » derivata dal rivelatore D_3 è indicata in fig. 3*D*.

3. - CONTROLLO AUTOMATICO DI FASE

I tre segnali di uscita (« ambiguo », « non ambiguo » e « guasto al canale »), provenienti dal comparatore di fase, vengono elaborati per generare il segnale di controllo per i circuiti di regolazione della fase controllati in tensione. Ciò si ottiene con due stadi. Dapprima si combinano frazioni dei segnali del comparatore di fase per formare una tensione, che definisce l'errore di fase in funzione del ritardo o dell'anticipo senza l'ambiguità di ± 180 gradi. Quando l'errore di fase è entro $\pm 5°$, viene definita anche la grandezza, ma con errori superiori a questi valori si genera un segnale di livello costante di polarità positiva o negativa. Questa tensione di errore viene addotta all'entrata di un integratore, che forma il secondo stadio. L'integratore ha una pendenza della tensione di uscita proporzionale alla grandezza della tensione di entrata, così per errori di fase maggiori di ± 5 gradi si ha una pendenza di uscita costante. Ciò, a sua volta, provocherà una variazione della fase di uscita dei circuiti di regolazione di fase, pressocchè lineare, cioè con una velocità quasi costante di variazione della fase. Ciò è importante per il funzionamento rapido, poichè la velocità massima ammissibile di variazione della fase è determinata dal disturbo transitorio di fase del segnale audio a MF e, in minor misura, dalla modulazione accidentale di fase della portante video. Per la variazione massima possibile di fase di 360 gradi, la velocità alla quale la fase viene corretta deve essere limitata a 18 gradi/msecondo, allo scopo di rendere inaudibile il transitorio di fase prodotto nel canale sonoro nel ricevitore. È pure necessario adottare la stessa restrizione al canale video per permettere ai ricevitori di tipo intercarrier sonori di funzionare senza transitori di fase avvertibili.

Per errori di fase entro ± 5 gradi, la pendenza della tensione di uscita dell'integratore è proporzionale all'errore di fase; in tal caso, in un sistema a circuito chiuso come quello qui descritto, si può realizzare un dispositivo a legge quadratica di fase zero come indicato in fig. 4. La correzione lineare degli errori di fase maggiori di ± 5 gradi, unitamente alla correzione a legge quadratica, quando gli errori si approssimano allo zero, permette la rapida correzione di forti errori senza sovraelongazioni o pendolazioni. L'integratore è bloccato per entrate corrispondenti a ± 1 grado per ridurre inconvenienti dovuti al disturbo di fase dell'apparato.

Le figure 5 e 6 mostrano come si ottiene il segnale di entrata dell'integra-

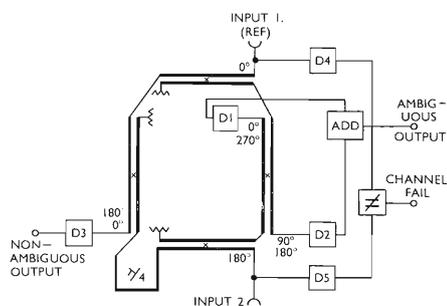
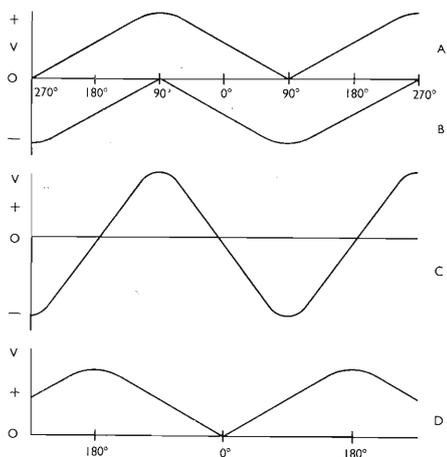
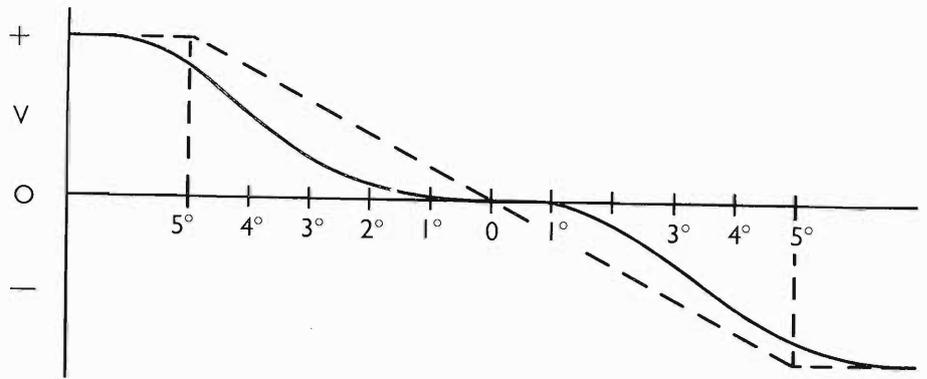



Fig. 4 - Per errori di fase entro ± 5 gradi, la pendenza della tensione di uscita dell'integratore è proporzionale all'errore di fase; quindi in un sistema a circuito chiuso, si può costituire un accostamento a legge quadratica a fase zero.

tore. Il segnale « ambiguo », fig. 5*A* viene dapprima amplificato da un amplificatore operazionale a circuiti integrati, la cui uscita è divisa in due rami. Attraverso il primo ramo, il segnale viene limitato, poi amplificato da un secondo amplificatore operazionale per dar luogo alla curva 5*B*. Il secondo ramo porta il segnale ad un circuito di eccitazione sensibile al livello e che risponde egualmente a segnali positivi o negativi. I segnali di uscita dal circuito di comando sono indicati nelle figure 5*C* e 5*D*.

La curva 5*E* mostra il segnale di entrata proveniente dal comparatore di fase « non ambiguo » e la curva 5*F* mostra il segnale di uscita dal circuito successivo di comando sensibile al livello. Le curve 5*D* e 5*F* vengono combinate in una porta AND per formare 5*G*, che viene poi combinato con 5*B* per ricavare la richiesta caratteristica di tensione-fase indicata in 5*J*. I punti capisaldi qui sono: la condizione di coincidenza di fase passa attraverso l'ampiezza zero; gli errori di fase di anticipo e di ritardo sono positivi e rispettivamente negativi; non c'è l'ambiguità di ±180°; la transizione dai livelli positivi a negativi, o viceversa, salvo alla fase zero, avviene attraverso una condizione instabile, cioè una transizione del circuito di comando. Errori di fase superiori a ±5 gradi producono un segnale a livello costante necessario per la correzione di fase a velocità costante.

Il segnale di entrata « guasto al canale » è una logica ZERO in normale funzionamento in parallelo e in questa condizione non ha effetto sul circuito. Quando un trasmettitore della coppia in parallelo viene escluso, si genera un segnale logico UNO, che fa sì che l'entrata dell'integratore venga isolata dal segnale derivato dal comparatore di fase. La tensione di uscita dell'integratore allora rimane costante al livello al quale è predisposto.

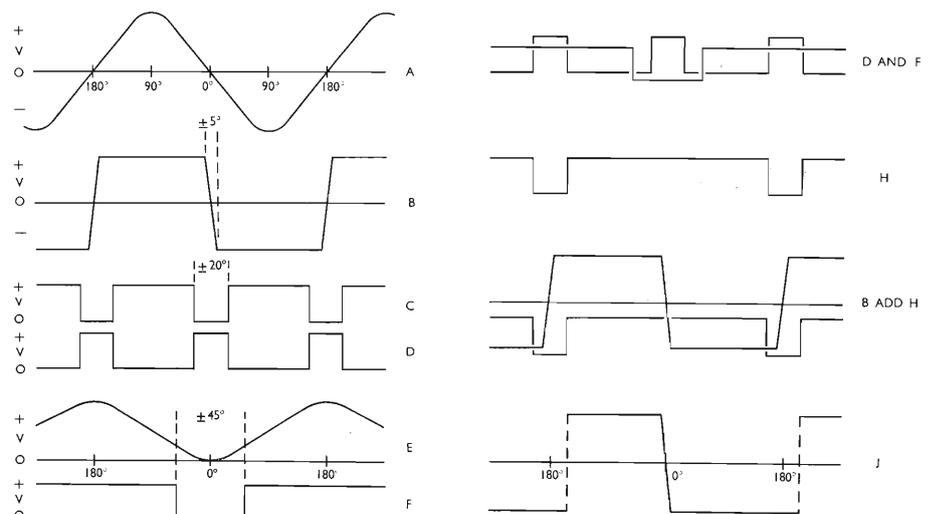



Fig. 5 - Derivazione del segnale di entrata dell'integratore.

Se il funzionamento in parallelo viene ripristinato prima che effetti termici provochino variazioni di fase nel trasmettitore escluso, il complesso viene ristabilito immediatamente nella condizione in fase. Generalmente, durante il funzionamento in tre tempi di un trasmettitore, ciascun ripristino di potenza si fa con i trasmettitori ancora correttamente fasati. Il ripristino di potenza durante il periodo di ritardo di esclusione di 15 minuti dell'amplificatore a klystron porta pure immediatamente al funzionamento normale. La costante di tempo di memoria dell'integratore è ben superiore a 15 ore, controllati da diodi varactor. Proporzionando convenientemente i componenti circuitali e le impedenze, in modo che i rapporti delle capacità dei circuiti a π siano 2 : 1 e 1 : 2 rispettivamente, occorrono solo tre diodi varactor identici, come indicato in fig. 7. La tensione di controllo fornita dall'integratore viene applicata parimenti a tutti e tre i varactor per ottenere una variazione uniforme della fase, pur mantenendo un adeguato adattamento di impedenze all'entrata e all'uscita. Il limitatore di ampiezza, che segue i regolatori di fase, elimina l'inevitabile variazione di livello riscontrata con

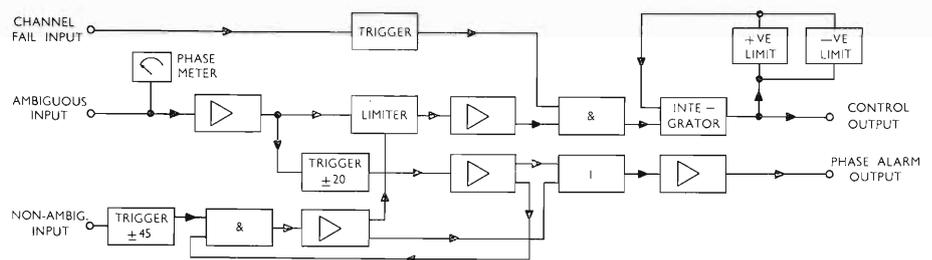



Fig. 6 - Derivazione del segnale di entrata dell'integratore.

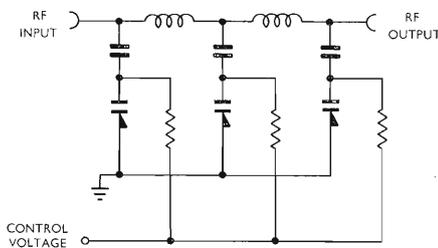



Fig. 7 - Proporzionando opportunamente i componenti circuitali e le impedenze, in modo che i rapporti di capacità dei circuiti a π siano 2 : 1 e 1 : 2 rispettivamente, occorrono solo tre diodi varactor identici.

così che, quando lavora un solo trasmettitore, la tensione di uscita dell'integratore non raggiungerà uno dei suoi limiti di tensione durante una trasmissione diurna.

Il campo di regolazione della fase rispetto alla frequenza irradiata, giace fra 480 e 720 gradi e dipende dalle tolleranze dei dispositivi regolatori di fase e dalla frequenza di lavoro. Si ottiene il campo nominale di fase di 600 gradi con una variazione di tensione di $+1 \div +11$ V, o all'uscita dell'integratore di $-5 \div +5$ V. All'aumentare progressivamente della differenza di fase fra i due trasmettitori, a motivo degli sfasamenti interni, la tensione di controllo, che tiene effettivamente in fase le uscite dei trasmettitori, aumenterà anch'essa verso il limite superiore o verso quello inferiore. Quando ci si accosta a uno dei limiti, uno dei due circuiti sensibili al livello di tensione all'uscita dell'integratore viene attivato, facendo sì che un segnale di senso opposto venga applicato all'ingresso dell'integratore. Questo segnale persiste finchè la tensione di uscita dell'integratore si è spostata dalla condizione limite, con una tensione corrispondente alla variazione di fase di 360 gradi. Alla velocità controllata di 18 gradi/msec, il ciclo di 360 gradi viene completato in 20 ms.

I circuiti di regolazione di fase sono costituiti da 2 circuiti a π in cascata, grandi variazioni di fase. Esso elimina anche la necessità di bilanciamento della potenza di uscita dei piloti principale e di riserva; ogni variazione di livello pilota, quando si passa dal principale alla riserva, viene automaticamente eliminata.

In fig. 1, i circuiti di regolazione della fase sono rappresentati in entrambi i trasmettitori del video e in entrambi quelli del suono. I regolatori di fase del video e dell'audio nel trasmettitore n° 1 sono di solito controllati automaticamente, mentre quelli nel trasmettitore n° 2 vengono ritoccati manualmente mediante i comandi sul pannello frontale. C'è una quantità di ragioni per le quali si è adottata questa disposizione. Entrambi i trasmettitori hanno identici circuiti *RF* e, con la moderna tendenza verso trasmettitori non assistiti da operatori, i procedimenti di manutenzione risultano semplificati e i compiti assegnati alla squadra di manutenzione vengono annullati quando i trasmettitori sono identici.

Poichè l'assistenza nelle stazioni automatiche sarà scarsa, gli operatori avranno minori opportunità di impratichirsi completamente delle apparecchiature sotto il loro controllo e svolgeranno generalmente le loro funzioni in condizioni di emergenza. Poichè i circuiti di regolazione manuale della fase sono funzionanti anche in condizioni di controllo automatico, essi possono essere

usati per centrare la tensione applicata ai circuiti controllati automaticamente; questo perchè la regolazione manuale di fase introduce un errore di fase nel trasmettitore n° 2, provocando l'intervento della correzione automatica di fase nel trasmettitore n° 1, con una conseguente variazione della tensione di controllo. A scopo di avviamento e di calibrazione, i circuiti controllati automaticamente possono essere bloccati da commutatori di rifasamento manuale. La commutazione avviene dopo l'integratore e ai regolatori di fase del trasmettitore n° 1 viene applicata una polarizzazione fissa.
Poichè persiste il collegamento all'entrata dell'integratore, un errore di fase provocato dall'azione del controllo manuale di fase, fa sì che una tensione di errore venga applicata all'integratore. Si genera così una rampa di tensione di uscita, che aumenta o diminuisce al livello al quale lavora uno dei circuiti limiti.

Il circuito limite dà principio ad una variazione di tensione equivalente ad una variazione di fase di 360°; segue la formazione di un'altra rampa di tensione di uscita. In altre parole, l'integratore segue continuamente il suo ciclo quando nella condizione « manuale » è presente un errore di fase, e si può osservare facilmente e prontamente la forma d'onda risultante della tensione sopra un oscilloscopio. Questo costituisce un dispositivo autocontrollante per i circuiti di controllo automatico.

4. - SELEZIONE PILOTA E COMMUTAZIONE

Per ottenere la continuità dei servizi in caso di guasto del pilota, deve essere predisposto un impianto pilota di riserva. Per i trasmettitori di TV, perciò si richiedono due piloti video e due piloti audio per il funzionamento normale e di riserva.

Le priorità del pilota e le sequenze di selezione sono generalmente stabilite dagli Enti di radiodiffusione mediante norme operazionali, quindi i requisiti possono variare da utente a utente oppure da un posto ad un altro per lo stesso utente. Un attento studio è stato fatto dei vantaggi economici e pratici di progetto per uso locale o di progetto universale. Il progetto comune fornisce solo quei mezzi che sono richiesti per una particolare installazione e occorrerà una quantità di accessori separati per soddisfare tutte le varianti dell'utente. Un progetto universale deve, per sua natura, fornire mezzi eccessivi in certi casi, ma occorre un solo studio. Facendo uso delle tecniche digitali è stato possibile costruire un impianto universale economico con programmi su filo e che presenta la maggior parte dei requisiti necessari. Si è previsto l'ampliamento dell'impianto per consentire comodità non abituali, e spazio per unità supplementari a circuiti stampati e sono stati inclusi terminali a quasi tutti i punti di accesso.
In fig. 1 sono mostrati i due piloti video e i due piloti audio, ciascuno seguito da un commutatore azionato da corrente. Tutti i piloti sono alimentati, siano essi in uso o no; i piloti in funzione sono selezionati chiudendo i corrispondenti interruttori. I piloti di riserva sono alimentati per agevolare l'osservazione continua. Le due uscite dei commutatori video sono connesse ad una rete resistiva di combinazione, sebbene, essendo attiva una sola entrata, la denominazione « rete combinatrice » sia impropria. Un'altra rete resistiva divide il segnale in due canali, uno per ciascun trasmettitore di TV. Le due uscite dei commutatori audio sono trattate in modo analogo.
Rivelatori alimentanti semplici convertitori A-D sono disposti dopo ciascun pilota e dopo ciascun commutatore per fornire i 12 segnali logici indicati nella tabella I.

TABELLA I

Pilota	Stato del pilota		Pilota in funzione
A_v	A	$\overline{A}$	B
A_s	C	$\overline{C}$	D
B_v	J	$\overline{J}$	F
B_s	G	$\overline{G}$	H

Di questi segnali, A e B vengono usati per indicazioni locale e distante, A denota che il pilota video A è in funzione entro i suoi livelli di potenza prescritti, e B che viene usato il pilota video A. Analogamente, CD, JF e GH forniscono indicazioni per i piloti A audio, B video e B audio rispettivamente. La funzione complementare di stato del pilota, per esempio $\overline{A}$, fornisce il segnale logico UNO quando un pilota è guasto. Si può usare o il segnale complemento di stato del pilota o il segnale « pilota in funzione », secondo la necessità di avviare un cambio di pilota, quando il funzionamento incrociato video e audio è una delle condizioni prescritte. Il complemento di stato del pilota non si usa per semplici sequenze di cambiamento. Per evitare indicazioni e funzionamenti ambigui, i segnali logici derivati dalle uscite dei commutatori a diodi non vengono usati direttamente per formare i segnali B, D, F e H, ma vengono combinati in porta AND con i loro rispettivi segnali di stato del pilota A, C, J e G. Ciò è necessario per migliorare le tolleranze del sistema, per vedere se la sensibilità del rivelatore di uscita a diodo del commutatore è adeguatamente marginalmente maggiore di quella dell'uscita del pilota; un « pilota in funzione » può essere segnalato con un pilota apparentemente guasto. Analo-

Fig. 8 - Semplice cambiamento di pilota.

gamente un impulso prelevato dal convertitore A-D « pilota in funzione » viene riportato al circuito di stato del pilota per cancellare l'indicazione di stato-pilota, quando il circuito « pilota in funzione » si guasta o viene escluso. La lampada di stato del pilota rimane spenta se l'alimentazione del pilota è bassa, ma si riaccende se l'alimentazione del pilota è normale.

Cinque segnali logici supplementari vengono generati entro l'apparecchiatura come indicato nella tabella II. $Q = 1$ e $\overline{Q} = 0$ quando i piloti A sono preferiti e $\overline{Q} = 1$ e $Q = 0$ quando sono preferiti i piloti B.

Il generatore d'impulsi genera un segnale monoimpulsivo P, ritardato di 0,5 secondi quando si applica o si ripristina l'A.T. al circuito, quando si fa una variazione di preferenza del pilota, o quando si aziona la chiave di ripristino manuale. I segnali logici L ed M sono segnali di polarizzazione logici e semilogici, che svolgono funzioni descritte sotto.

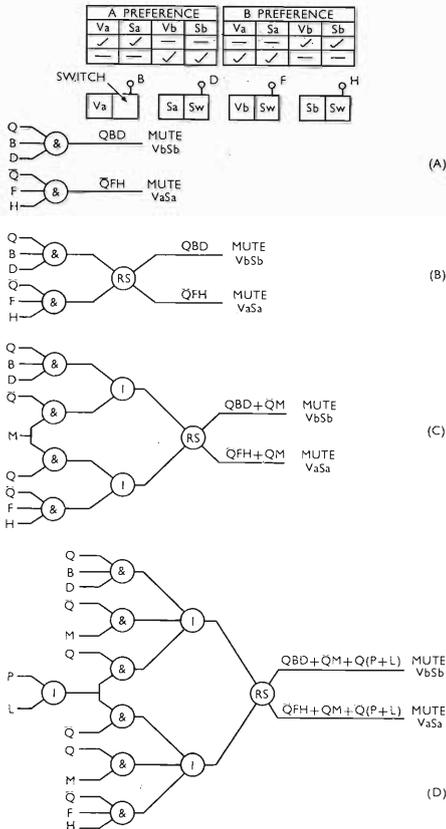



TABELLA II

Q = preferenza del pilota A
$\overline{Q}$ = preferenza del pilota B
P = uscita del generatore d'impulsi
L = segnale di trascinamento
M = segnale semilogico

5. - SEMPLICE CAMBIAMENTO DI PILOTA

La tabella di fig. 8 mostra uno dei più semplici mezzi di cambiamento del pilota. Quando sono scelti il pilota video A e il pilota audio A, un guasto o in A_v o in A_s provoca un cambiamento di pilota a video B e a audio B, ovvero in senso inverso se hanno la preferenza i piloti B.

Il sistema più semplice sarebbe di costituire un AND con le funzioni logiche B e D con la preferenza di A, cioè Q per generare un segnale di silenziamento per B_v e B_s, come indicato in fig. 8A. Un guasto di A o di B toglierebbe il blocco dai piloti B, che diverrebbero così funzionanti. Inoltre, il pilota A non guasto continuerebbe a funzionare, con risultati disastrosi.

Si può applicare il silenziamento incrociato, ma un secondo guasto, diciamo V_B dopo V_A, permetterebbe ad entrambi i piloti audio di funzionare. Una soluzione sta nell'inserire in bistabile « metti-ripristina » (RS) nel percorso di silenziamento, come mostrato in fig. 8B, che assicura un silenziamento positivo in tutte le condizioni. Mentre i piloti preferenziali si possono stabilire allo stesso modo, la semplice esclusione del segnale di preferenza BDQ, in seguito a un guasto di B o di D non provoca la commutazione del bistabile. La fig. 8C mostra la somma di un segnale di polarizzazione M che obbliga il bistabile a cambiare stato quando il segnale preferito è assente.

Un'altra complicazione viene in seguito a un guasto dell'alimentatore. Dopo il ripristino dell'alimentazione, il bistabile silenziatore si riporta ad uno dei suoi due stati stabili, ma vi è incertezza circa quale stato. Se in condizioni di preferenza di A esso si pone nella posizione di blocco A, si ha un cambiamento di pilota, che può ben essere segnalato come un guasto. Si può superare questa difficoltà iniettando un breve impulso P, derivato dall'alimentatore AT nel ramo preferenziale della logica come indicato in fig. 8D per forzare il bistabile silenziatore nella condizione preferita. Il generatore d'impulsi ritardati produrrà dunque un singolo impulso quando si fa un cambiamento di preferenza, costituendo così un metodo semplice di effettuare un cambiamento di pilota. Per completare l'apparato, si devono fare dispositivi per bloccare sul pilota

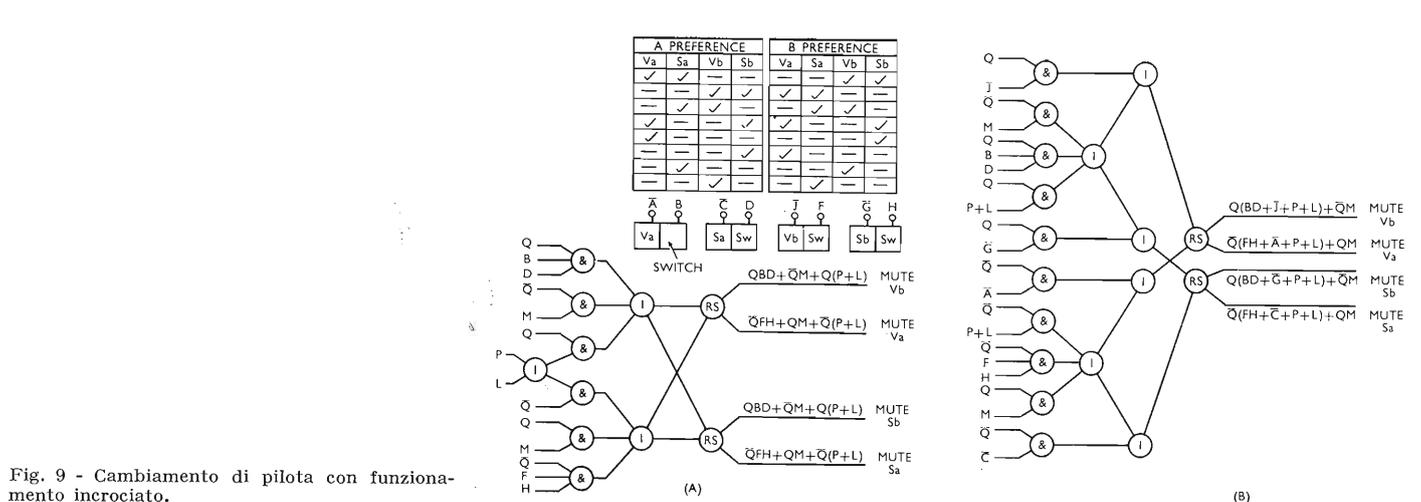



Fig. 9 - Cambiamento di pilota con funzionamento incrociato.

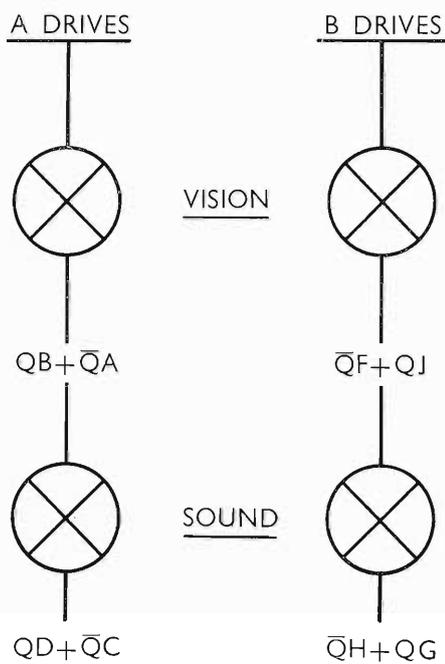



Fig. 10 - Sono predisposte 12 indicazioni locali per segnalare chiaramente lo stato di ciascun pilota, i piloti in funzione, la preferenza scelta e la preferenza bloccata. Per indicazioni supplementari o per teleindicazioni ciò richiederebbe un numero eccessivo di linee di segnale, perciò l'informazione viene concentrata in quattro segnali, che permettono di riconoscere lo stato dell'apparato.

A o sul *B* a scopo di manutenzione. Ciò si ottiene facilmente applicando una polarizzazione di bloccaggio *L* come indicato in fig. 8*D*.

5.1. - Cambiamento di pilota con funzionamento incrociato

La tabella in alto in fig. 9 indica un diverso gruppo di mezzi per cambiare il pilota. Assumendo come preferiti i piloti *A*, un guasto in A_v o in A_s provoca una commutazione a B_v e B_s. Un secondo guasto può generare funzionamento incrociato, cioè A_v e B_s o A_s e B_v. Un terzo guasto lascerebbe in circuito quel pilota che era ancora sano. Un analogo processo si ottiene quando i piloti preferiti sono i *B*.
La separazione dei segnali di bloccaggio video e audio significa che si deve applicare il silenziamento video e audio indipendente. Un bistabile *RS* supplementare, com indicato in fig. 9*A*, svolge questa funzione. Per funzionamento incrociato video e audio, si usa il segnale logico non preferito di pilota guasto (per es. $\bar{J}$) per attivare il commutatore del pilota preferito, come mostrato in fig. 9*B*.

5.2. - Programmi di cambio di pilota

Mediante l'introduzione di terminali, che permettono di effettuare o di disabilitare varie funzioni a volontà, si possono costituire semplicemente programmi di cambiamento di piloti. Ciò non solo permette di soddisfare i requisiti della maggior parte degli Enti radiofonici con un dato genere di impianto, ma anche di realizzare nuovi programmi se cambiano le condizioni di lavoro delle stazioni, per esempio, da funzionamento con personale assistente a funzionamento automatico.
Per facilitare la teleselezione della preferenza del pilota, i segnali logici preferenziali Q e $\bar{Q}$ vengono generati da un altro bistabile *RS*. Il commutatore di preferenza manuale forza il bistabile in una delle sue due posizioni per la preferenza *A* o per la preferenza *B*. Per il telecomando si richiede un impulso d'ingresso per abilitare il bistabile a commutare gli stati.
Sono predisposte 12 indicazioni locali per segnalare chiaramente lo stato di ciascun pilota, i piloti in funzione, la preferenza scelta e la preferenza bloccata. Per indicazioni più ampie o per teleindicazioni, ciò richiederebbe troppo tante linee di segnale, perciò l'informazione viene concentrata in quattro segnali, che permettono di riconoscere la condizione di ciascun apparato. Le quattro indicazioni sono mostrate in termini logici in fig. 10.

6. - BIBLIOGRAFIA

(*a*) Dews K. W.: « Trasmettitore pilota video e audio dello stato solido », Sound and Vision broadcasting, Vol. 9, n° 1 (Primavera 1968).
(*b*) Kusack W. P.: « WFLD - La selezione di trasmettitori UHF in parallelo », Sound and Vision broadcasting, Vol. 8, n° 1 (Primavera 1967).
(*c*) Morcom W. J.: « Il funzionamento di trasmettitori in parallelo », Sound and Vision broadcasting, Vol. 2, n° 1 (Primavera 1961).
(*d*) Jarvis D. G. e Baker K. G.: « Funzionamento automatico e controllo di trasmettitori di televisione e di traspositori », I.E.E. Conference publication, n° 25.
(*e*) Bowers D. F. e Baker K. G.: « Tecniche di controllo automatico di trasmettitori UHF di televisione », I.E.E. West Coast Conference (1968).
(*f*) Bowers D. F. e Baker K. G.: « Il funzionamento in parallelo di trasmettitori video e audio di grande potenza in UHF », International Broadcasting Convention (1968).
(*g*) Dews K. W. e Sutton J.: « Un trasmettitore pilota di televisione a UHF dello stato solido », International Broadcasting Convention (1968).
(*h*) Crozier-Cole P. A.: « Impianti trasmittenti di televisione a UHF di grande potenza », Sound and Vision broadcasting, Vol. 8, n° 3 (Inverno 1967).

Ringraziamenti:

— L'autore (K. G. Baker) ringrazia il Direttore Tecnico della Compagnia Marconi per l'autorizzazione a pubblicare questo articolo.
— « l'antenna » ringrazia il Consolato Generale Britannico, Ufficio Stampa Alta Italia, per l'autorizzazione a pubblicare questo articolo.

Completamento della teleselezione in Italia

Già dal 1° ottobre, con un mese di anticipo rispetto agli impegni assunti con il Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni, la SIP - Società Italiana per l'Esercizio Telefonico p. a., appartenente al Gruppo STET, la Finanziaria dell'IRI per il settore delle Telecomunicazioni, ha completato la realizzazione della teleselezione da utente nell'ambito di ciascuno dei compartimenti telefoni-

ci che coprono l'intero territorio nazionale.
Questa tappa rappresenta l'indispensabile presupposto per la realizzazione, prevista per l'ottobre 1970, del piano di teleselezione integrale che consentirà agli utenti di tutte le località d'Italia di parlare fra di loro come se fossero in una sola città. Per tale epoca, infatti, tutti gli utenti appartenenti ai 231 Distretti Telefonici Nazionali potranno comunicare direttamente tra loro su oltre 26 mila relazioni teleselettive.
Il raggiungimento di questo traguardo, che porterà l'Italia tra i Paesi telefonicamente più progrediti d'Europa, ha comportato uno sforzo notevole da parte sia della SIP che della A.S.S.T. (Azienda di Stato Servizi Telefonici), nei settori di propria competenza, per la creazione di nuovi centri di transito e l'aggiornamento di tutti gli impianti interessati anche nelle località più remote.
Ogni mese sono state attivate, e continuano ad esserlo, migliaia di direttrici in teleselezione, che collegano località site in ogni parte del Paese.
Per la realizzazione di tale programma sono stati investiti capitali di notevole entità, con un ingente impegno di uomini e mezzi tecnici.

Informazioni su numerose discipline a disposizione di utenti europei con una rete di terminali

L'ESRO — l'Organizzazione europea di ricerche spaziali — ha concluso recentemente, con successo, le prove di un nuovo sistema ultra rapido di ricerca dell'informazione.
Terminali d'ordinatore, installati in tutta Europa, permetteranno di consultare gli schedari che la NASA ha messo a disposizione dell'ESRO nell'ambito di un accordo di scambi molto aperto. Questo sistema, messo a punto da « Lockheed Missiles » e da « Space Company's Information Sciences Laboratory » funziona già negli Stati Uniti per conto della NASA, sotto il nome di NASA/RECON.
Il terminale della sede dell'Organizzazione europea che si trova a Parigi, come pure quelli che l'ESRO possiede in Olanda e nella Germania Federale, è già entrato in funzione.
Il sistema è concepito in modo da servire un gran numero di terminali dislocati in località disparate e si ritiene che i centri nazionali di ricerca in ciascuno dei dieci Paesi membri dell'ESRO si equipaggeranno di terminali. Un potente strumento verrà, così, messo a disposizione degli scienziati, degli ingegneri e degli amministratori delle industrie e dei servizi pubblici europei. L'impiego è praticamente alla portata di qualsiasi utente: basta prendere posto davanti al terminale e presentare una domanda, anche complessa, all'ordinatore, servendosi della tastiera della macchina da scrivere, per ricevere quasi immediatamente, attraverso lo schermo televisivo e la scrivente del terminale, una lista completa di referenze.
Il nuovo sistema, basato sull'attuale Servizio di documentazione spaziale dell'ESRO, assicura da ora in avanti un accesso preciso, diretto e rapido ai titoli di pubblicazioni scientifiche di una vasta gamma di discipline.
Altro vantaggio: appena uno scienziato ha utilizzato il sistema per localizzare referenze in un determinato settore di studi, l'ordinatore centrale può, in seguito, fornirgli automaticamente bollettini mensili con le ultime informazioni in quel settore. In molti casi, il testo degli articoli o dei rapporti sopra citati può essere in seguito ottenuto direttamente facendone domanda presso il Servizio di documentazione spaziale.
Le informazioni registrate coprono un'infinità di soggetti tecnici, dalla geologia lunare alla medicina spaziale, passando dalla psicologia alla cibernetica, tutti ordinati secondo le 13.000 voci-chiave utilizzate nello schedario NASA. Così, gli utilizzatori possono ritrovare le referenze riguardanti soggetti come « l'affidabilità dei vettori spaziali », « le turbine », « i dispositivi a semi-conduttori » ecc. Il sistema permette, inoltre, di selezionare automaticamente le referenze secondo la scelta dell'utilizzatore, facendo intervenire parecchi termini (« intersezioni »); se l'utilizzatore, ad esempio, desidera informazioni sui *satelliti polari* che studiano le *particelle solari*, il sistema gli fornirà immediatamente i titoli che trattano questo soggetto così specializzato.
Ogni nuovo progetto scientifico o tecnologico dovrebbe, come prima tappa, comportare lo studio delle ricerche effettuate di recente nello stesso campo e se questa tappa si trova ritardata — oppure se non si riesce a ritrovare una referenza importante — l'insieme del progetto rischia di esserne rallentato e si può quindi essere costretti a rifare inutilmente un lavoro costoso che altri avevano già fatto. Nel contesto europeo, inconvenienti di questo genere, particolarmente inaccettabili nel settore industriale, dovrebbero ormai poter essere evitati se viene fatto un largo uso del nuovo sistema, che è messo a disposizione degli utenti privati dietro pagamento di un modico canone. Le richieste di informazione devono essere indirizzate al Service de Documentation spatiale ESRO — 114, Avenue de Neuilly — 92 Neuilly sur Seine — Telefono: 637 — 74-00 int. 280.

Nuovo ponte per la misurazione delle radiofrequenze.
Misura tutte le impedenze a frequenze variabili da 100kHz a 10MHz con un margine d'errore dell'1%.

Ponte per radiofrequenza universale B602 della Wayne Kerr Co. Ltd., New Malden, Surrey, Inghilterra.

Un nuovo ponte misuratore, il B602 per radiofrequenze universale che determina i valori elettrici a frequenze variabili tra 100 kHz e 10 MHz, viene annunciato da THE WAYNE KERR CO. LTD di New Malden nel Surrey. Oltre alle caratteristiche intrinseche di capacità e di resistenza, esso comprende anche un'induttanza normale. Pertanto, la gamma di misurazione completa del ponte può essere impiegata per tutta la gamma di frequenze. Se necessario, anche l'induttanza può essere misurata, al pari della sua capacità negativa equivalente. La gamma di misurazione va da 0,001 pF a 1000 pF di capacità, da 100 microhm a 100 megaohm di resistenza, da 10 pH a 10 H d'induttanza, da 10 nanomho a 10 kilomho di conduttanza. Il ponte può essere disposto sullo zero prima di procedere alle misurazioni con l'entrata in cortocircuito o in circuito aperto. Praticamente, si può misurare qualsiasi valore utile d'impedenza o d'ammettenza, con un margine d'errore dell'1%. Il margine d'errore aumenta sino al 5% quando il ponte viene impiegato al limite superiore di frequenza.
Il ponte ha soltanto due comandi che richiedono regolazione. Ciascun comando è collegato con un potenziometro magnetico monospira di nuovo tipo che possiede una linearità dieci volte superiore rispetto ai potenziometri a resistenza di tipo convenzionale, ed è molto meno suscettibile di essere influenzato da variazioni nel carico del circuito (Magpot).
I comandi comprendono un innesto a frizione, che ne permette l'uso per la messa a punto iniziale del ponte. Detto dispositivo permette inoltre di effettuare direttamente letture della capacità, induttanza o resistenza, in serie o in parallelo. Gli interruttori permettono di scegliere il parametro richiesto e forniscono un aumento di sensibilità di $\times$ 10 per migliorare la risoluzione dei valori d'impurità. Oltre i 10 Ω il ponte per radiofrequenze B602 fornisce i valori elettrici equivalenti in parallelo d'induttanza, capacità, conduttanza o resistenza positive o negative. Sotto i 10 Ω uno speciale circuito fornisce i valori elettrici equivalenti in serie; inoltre si può adoperare un cavo mobile per misurare il valore a scatti.
Il ponte misura cm 46 $\times$ 35,5 $\times$ 18 e pesa kg 11. Su richiesta si fornisce uno strumento separato, il modello Sr268, che agisce come sorgente di tensione di corrente alternata a frequenze varianti fra 100 kHz e 100 MHz e funziona anche come rivelatore sintonizzato (dei segnali di misurazione).

(a cura dell'ing. Antonio Nicolich)

Venutti - Balboni

Sistema codificazione dati trasmettitore e ricevitore*

In questo rapporto viene presentata, di un sistema di telemisure, la parte che riguarda la trasmissione a distanza. Essa è costituita da un oscillatore-modulatore in ampiezza che opera a 10 MHz e dalla frequenza intermedia, pure a 10 MHz, del corrispondente ricevitore. La frequenza modulante va da 10 kHz a 110 kHz. La potenza fornita dal modulatore è di 20 mW su 50 ohm. Il ricevitore fornisce, con 50 μV all'ingresso, 200 mV rivelati su 10 kohm ed accetta, con 3 dB di variazione della tensione d'uscita, segnali d'ingresso fino a 100 mV.

1. - INTRODUZIONE

L'informazione da trasmettere è contenuta tutta nella frequenza del segnale, mentre è sufficiente che l'ampiezza sia tale da rendere trascurabili il rumore ed i disturbi, compatibilmente con la dinamica dei sistemi di trasmissione.

All'uscita del convertitore tensione-frequenza, che costituisce l'elemento al cui ingresso vengono posti i trasduttori, si hanno frequenze comprese tra i 10 kHz ed i 110 kHz, ad ampiezza praticamente costante.

In queste condizioni conviene, per la trasmissione, modulare la portante in ampiezza, in quanto la modulazione di frequenza impegna una banda notevolmente maggiore. Già con la modulazione d'ampiezza è necessaria una banda superiore ai 220 kHz.

Per un amplificatore convenzionale a banda stretta a circuiti accordati, è conveniente un rapporto tra la frequenza centrale e banda passante di alcune decine. Perciò, in ricezione, l'amplificatore di frequenza intermedia opera a 10 MHz.

Per avere un sistema completo è stato usato, in trasmissione, un modulatore con la portante pure a 10 MHz. A seconda del mezzo di trasmissione realmente usato, o delle frequenze che a questo scopo i regolamenti mettono a disposizione, si potrà poi scegliere il valore della frequenza alla quale trasferire il segnale per la trasmissione vera e propria.

2. - OSCILLATORE E MODULATORE

Il primo stadio del circuito (vedi fig. 1) è il generatore della portante a 10 MHz. È un oscillatore in cui l'elemento attivo Q_1 è un 2N2369. Elemento di reazione è la sua capacità « base-collettore ». Il quarzo, posto tra base e massa, funziona vicino alla risonanza parallelo, presentando un'impedenza induttiva. La corrente di polarizzazione del transistore è sui 3 mA.

L'oscillatore fornisce 10 mW su 50 Ω.

Per separare l'oscillatore dal modulatore viene usato nella connessione trasferitore di emettitore un BFW70 (Q_2) polarizzato con circa 4 mA.

Il segnale presente all'emettitore del BFW70 viene mandato, mediante un accoppiamento capacitivo, allo stadio modulatore. Questo è munito di un BFX17 e funziona praticamente in classe B quando è assente la modulante. Spostando la tensione di polarizzazione della base di $+V_p$ (dove V_p è la tensione di picco della portante) si ottiene sul circuito accordato di collettore una tensione doppia di quella ottenuta con la sola polarizzazione. Applicando una tensione $-V_p$, la tensione in uscita si annulla. Fornendo quindi una tensione a frequenza di modulante con il picco a V_p, la portante a 10 MHz risulta modulata al 100%.

Per accettare le tolleranze normali nelle reti di polarizzazione e nell'ampiezza della portante e della modulante la profondità di modulazione viene limitata al 60 ÷ 70%. Una profondità di mo-

(*) S.G.S. - Agrate - Milano

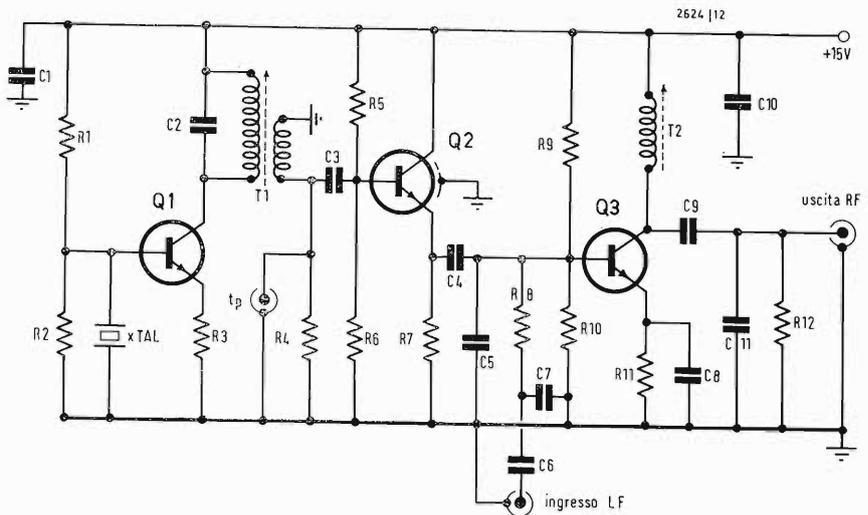



Fig. 1 - Schema del trasmettitore a 10 MHz.

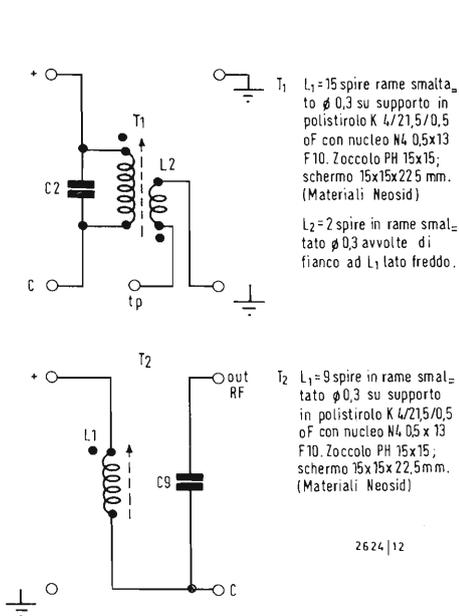



Fig. 2 - Schemi e dati di avvolgimento dei circuiti accordati di fig. 1.

dulazione così grande è possibile per la costanza dell'ampiezza all'uscita del convertitore segnale-frequenza.

Al collettore del BFX17 modulatore vi è un circuito accordato che, con il partitore capacitivo usato, presenta all'uscita circa 85 Ω. La resistenza in parallelo porta l'impedenza al valore normale di 50 Ω.

La potenza fornita ad un carico di 50 Ω, in presenza di modulazione, risulta maggiore di 20 mW.

La tabella 1 fornisce l'elenco dei componenti dell'oscillatore modulatore, mentre la tabella 2 ne indica le prestazioni.

La fig. 2 indica le caratteristiche costruttive dei circuiti accordati.

La fig. 3 è quella del circuito stampato e la fig. 4 indica la disposizione dei componenti sul circuito stesso.

3. - RICEVITORE MA a 10 MHz

Il circuito è costituito da tre stadi amplificatori, dal rivelatore MA e dal circuito per il controllo automatico di guadagno, munito di un transistore amplificatore.

Lo schema è quello di fig. 5 mentre la fig. 6 fornisce i dati costruttivi dei circuiti accordati.

Il collegamento tra primo e secondo stadio è realizzato mediante due circuiti accordati con accoppiamento superiore al critico. La rete a doppio accordo fornisce gran parte della selettività dell'amplificatore. Infatti secondo e terzo stadio sono accoppiati a resistenza-capacità, mentre l'ultimo trasformatore, caricato dal diodo rivelatore, ha una banda passante relativamente larga.

La banda passante complessiva è superiore ai 220 kHz, perchè è questa la banda che contiene l'informazione, dato che la frequenza dell'inviluppo di modulazione arriva fino a 110 kHz.

Il controllo di guadagno, che agisce sul primo stadio, è del tipo diretto, cioè la riduzione del guadagno è determinata dall'aumento della corrente di emettitore del transistore controllato Q_1, un BFW63, particolarmente adatto

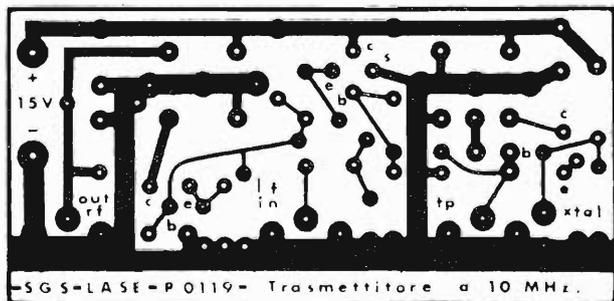



Fig. 3 - Circuito stampato del trasmettitore.

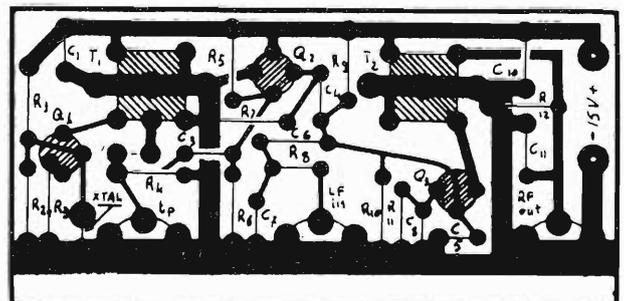



Fig. 4 - Disposizione dei componenti del trasmettitore.

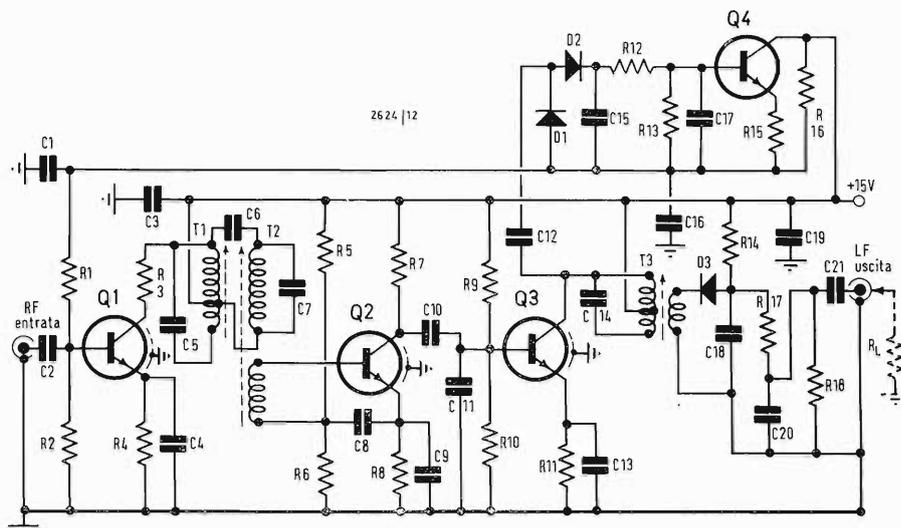



Fig. 5 - Schema elettrico del ricevitore.

a questa funzione. In assenza di segnale il transistore conduce circa 4 mA, polarizzato in base con un partitore di cui fa parte il resistore R_{16} cui è posto in parallelo il transistore Q_4, un BFY77. Al crescere del segnale sul collettore di Q_3 si arriva ad un punto in cui, per la rivelazione del segnale operata da D_1 e D_2, Q_4 comincia a condurre.

La polarizzazione di Q_1 si sposta, la sua corrente di emettitore sale ed il suo guadagno si riduce.

La resistenza a collettore di Q_1 ha la funzione principale di evitare che le grandi variazioni della conduttanza di uscita del transistore, causate dal controllo, si presentino al circuito accordato seguente. Così si evitano variazioni troppo grandi del fattore di merito del circuito, e quindi della banda passante dell'amplificatore.

Il controllo automatico di guadagno deve essere rapido per evitare che brusche variazioni nell'ampiezza del segnale ricevuto diano luogo a perdita di informazione.

Ma la frequenza più bassa di modulazione, che è di 10 kHz, deve passare senza attenuazioni o distorsioni dovute al controllo.

Esso non può, per questo motivo, entrare in funzione in tempi minori, come ordine di grandezza, del periodo corrispondente, che è di 100 microsecondi. Anche le capacità presenti nel circuito di rivelazione principale da D_3 ad R_L, debbono essere compatibili con la frequenza del segnale rivelato, in modo che i 10 kHz ed i 110 kHz passino senza attenuazione eccessiva.

La fig. 7 è quella del circuito stampato del ricevitore, mentre la fig. 8 indica la disposizione dei componenti. La curva di fig. 9 esprime la relazione tra tensione rivelata all'uscita e tensione del segnale a 10 MHz all'ingresso, con il 66% di profondità di modulazione e 35 kHz di modulante.

La fig. 10 dà la risposta in frequenza del ricevitore, cioè la tensione rivelata all'uscita in funzione della frequenza di modulazione del segnale, la cui am-

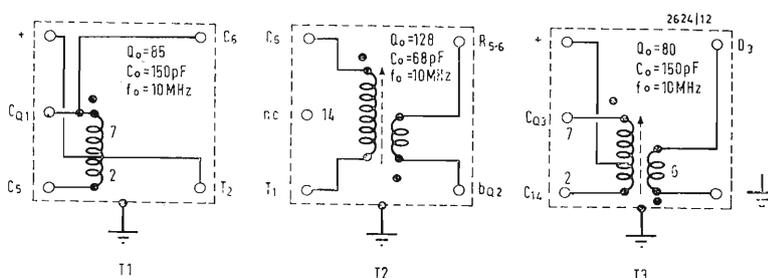



Fig. 6 - Schemi e dati di avvolgimento dei circuiti accordati del ricevitore.

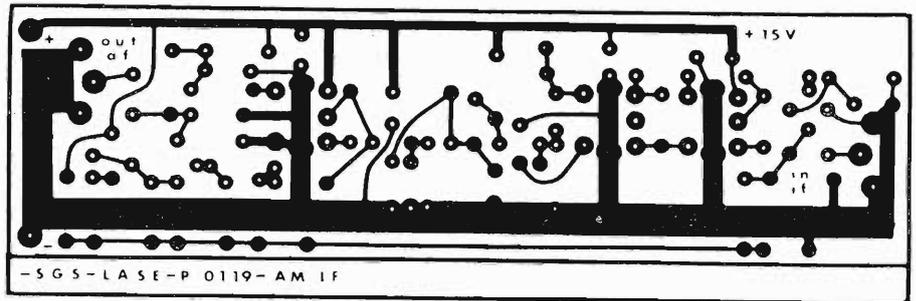



Fig. 7 - Circuito stampato del ricevitore.

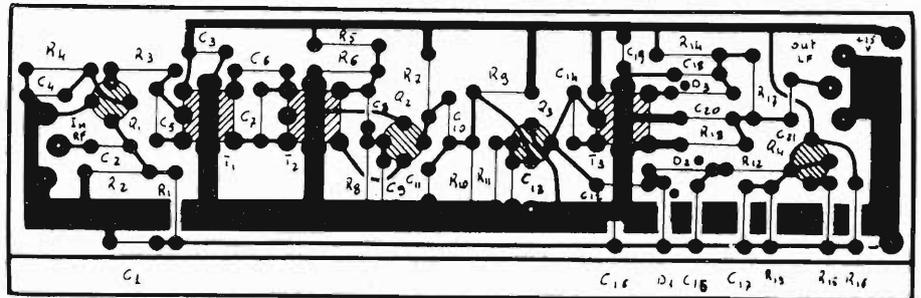



Fig. 8 - Disposizione dei componenti del ricevitore.

TABELLA 1

ELENCO COMPONENTI DEL TRASMETTITORE

Q_1	=	2N 2369
Q_2	=	BFW 70
Q_3	=	BFX 17
R_1	=	120
R_2	=	15 K
R_3	=	180
R_4	=	47
R_5	=	2,7 K
R_6	=	1 K
R_7	=	1 K
R_8	=	1,8 K
R_9	=	10 K
R_{10}	=	1 K
R_{11}	=	100
R_{12}	=	120
XTAL	=	Quarzo a 10 MHz
T_1	=	vedi fig. 2
T_2	=	vedi fig. 2

C_1	=	20 nF	ceramico
C_2	=	100 pF	polistirolo
C_3	=	1 nF	ceramico
C_4	=	150 pF	ceramico
C_5	=	150 pF	ceramico
C_6	=	0,1 μF	ceramico
C_7	=	1 nF	ceramico
C_8	=	10 nF	ceramico
C_9	=	680 pF	polistirolo
C_{10}	=	0,1 μF	ceramico
C_{11}	=	1,5 nF	polistirolo

* I valori delle resistenze sono espressi in Ω.

TABELLA 2

CARATTERISTICHE E PRESTAZIONI DEL TRASMETTITORE

Tensione di alimentazione	V_{al}	=	15 V	
Corrente totale	I_{al}	=	20 mA	
Correnti nei transistori	I_{EQ1}	=	3,2 mA	
	I_{EQ2}	=	3,7 mA	
	I_{EQ3}	=	7,8 mA	
Tensione di uscita senza modulazione	V_{out}	=	0,97 V	su 50 Ω
Potenza di uscita senza modulazione	P_{out}	=	18,8 mW	su 50 Ω
Potenza di uscita con $m = 0,66$	P_{out}	=	23 mW	
Tensione di ingresso della frequenza di modulazione per $m = 2/3$			1,63 V	a 10 kHz
			1,59 V	a 35 kHz
			1,4 V	a 110 kHz

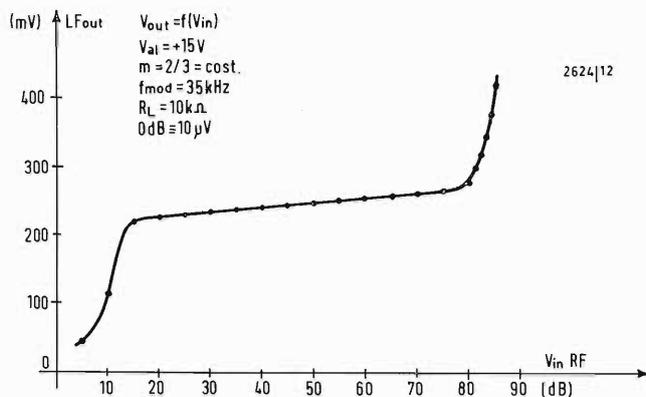



Fig. 9 - Curva del controllo automatico di guadagno del ricevitore.

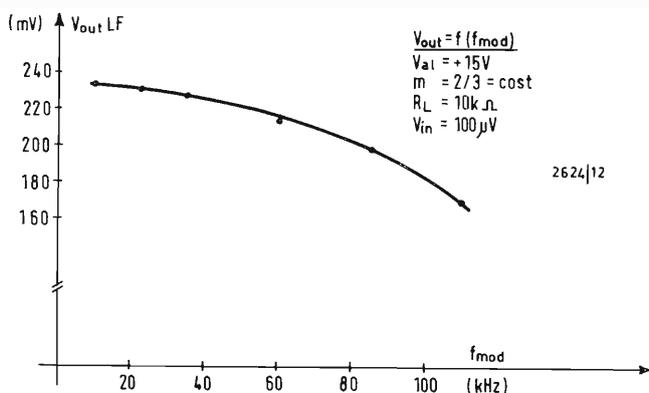



Fig. 10 - Tensione all'uscita del ricevitore in funzione della frequenza di modulazione.

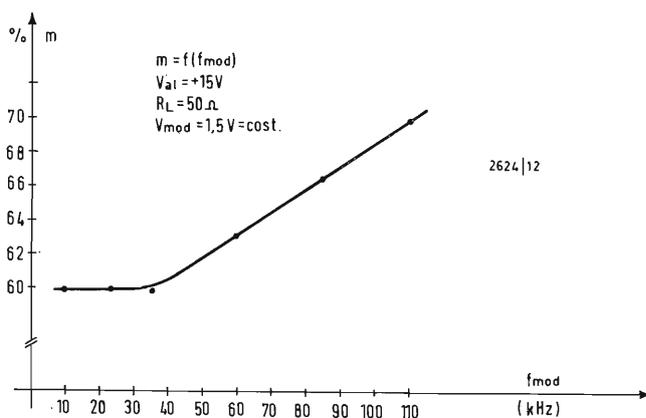



Fig. 11 - Risposta del modulatore.

piezza all'ingresso del ricevitore è di 100 µV.

La fig. 11 è la risposta del modulatore, indica cioè la profondità di modulazione che si ottiene, alle varie frequenze, entrando nel modulatore con una tensione costante, di 1,5 V.

La fig. 12 fornisce la risposta di frequenza complessiva del sistema, cioè l'andamento della tensione rivelata all'uscita del ricevitore in funzione della frequenza, a partire da una tensione modulante costante all'ingresso del modulatore, ed avendo attenuato il segnale all'uscita del modulatore in modo da entrare nel ricevitore con 100 µV.

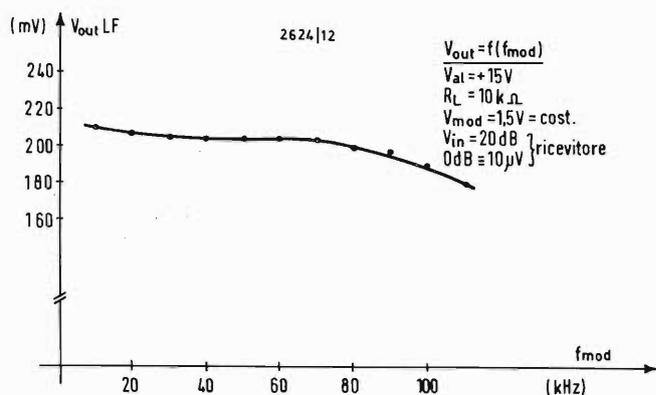



Fig. 12 - Risposta globale del complesso trasmettitore e ricevitore.

TABELLA 3

ELENCO COMPONENTI DEL RICEVITORE

Q_1	=	BFW 63	D_1	=	BAY 71	
Q_2	=	BFX 73	D_2	=	BAY 71	
Q_3	=	BFX 73	D_3	=	BAY 71	
Q_4	=	BFY 77				
R_1	=	180	C_1	=	0,1 μF	ceramico
R_2	=	22 K	C_2	=	20 nF	ceramico
R_3	=	1 K	C_3	=	20 nF	ceramico
R_4	=	1 K	C_4	=	10 nF	ceramico
R_5	=	10 K	C_5	=	150 pF	ceramico
R_6	=	4,7 K	C_6	=	3,3 pF	ceramico
R_7	=	1 K	C_7	=	68 pF	ceramico
R_8	=	1 K	C_8	=	10 nF	ceramico
R_9	=	10 K	C_9	=	10 nF	ceramico
R_L	=	10 K	C_{10}	=	8,2 pF	ceramico
			C_{11}	=	22 pF	ceramico
R_{10}	=	4,7 K	C_{12}	=	6,8 pF	ceramico
R_{11}	=	1 K	C_{13}	=	10 nF	ceramico
R_{12}	=	22 K	C_{14}	=	150 pF	ceramico
R_{13}	=	27 K	C_{15}	=	39 pF	ceramico
R_{14}	=	150 K	C_{16}	=	20 nF	ceramico
R_{15}	=	100	C_{17}	=	20 nF	ceramico
R_{16}	=	33 K	C_{18}	=	39 pF	ceramico
R_{17}	=	3,3 K	C_{19}	=	20 nF	ceramico
R_{18}	=	5,6 K	C_{20}	=	120 pF	ceramico
			C_{21}	=	0,1 μF	ceramico

* I valori delle resistenze sono espressi in Ω.

TABELLA 4

CARATTERISTICHE E PRESTAZIONI DEL RICEVITORE

Tensione di alimentazione	V_{al}	=	15 V
Corrente totale assorbita in assenza di segnale	I_{al}	=	16 mA
Correnti nei transistori in assenza di segnale	I_{EQ1}	=	4,1 mA
	I_{EQ2}	=	3,9 mA
	I_{EQ3}	=	3,9 mA
	I_{EQ4}	=	0 mA
Resistenza di carico del rivelatore	R_L	=	10 kΩ
Sensibilità per $f_m = 35$ kHz, $m = 2/3$			
V_{in} = 20 μV per	$\frac{S+N}{N}$	=	20 dB
V_{in} = 30 μV	$(S+N)/N$	=	26 dB
V_{in} = 30 μV	V_{out}	=	100 mV
V_{in} = 50 μV	V_{out}	=	200 mV
V_{in} = 100 mV	V_{out}	=	280 mV

Attenuazione dei 110 kHz, rispetto ai 10 kHz, entrando con 100 μV ed $m = 2/3$

$$\frac{110 \text{ kHz } V_{out}}{10 \text{ kHz } V_{out}} \geq 0{,}7$$

Simposio Internazionale sui calcolatori 1970

Si stanno organizzando piani per una più vasta conferenza tecnica organizzata dai « Capitali Europei » dell'Associazione per le macchine calcolatrici (ACM). Si ritiene che questo simposio di due giorni, che si terrà a Bonn (Germania) il 21 e il 22 maggio 1970, attirerà un grande numero di professionisti di calcolatori da tutta l'Europa e dagli U.S.A.

L'elenco attualmente compilato di oratori comprende alcuni ben noti scienziati di calcolatori, quali il Prof. J. A. Perlis di Pittsburgh, il Prof. B. A. Galler di Ann Arbor/Mich., il Prof. W. Händler di Erlangen, il Prof. B. Michelson di Edinburgo e il Prof. N. E. Wirth di Zurigo.

Il programma delle conferenze presenta circa 30 articoli tecnici descriventi le ricerche e gli sviluppi recenti nella scienza dei calcolatori. I testi sono stati scelti fra i lavori presentati da molti professionisti nel campo dei calcolatori di tutto il mondo. Le discussioni del comitato sono previste sui seguenti argomenti:
Elaborazione di progetti di programmazione.
Trattazione di grandi sistemi basati sui dati.
Tendenze nell'educazione sulla scienza dei calcolatori.
La conferenza utilizzerà le attrezzature dell'Università di Bonn. Sarà organizzata in stretta collaborazione con la « Società per la matematica e l'elaborazione dei dati » di Bonn, società che è un'organizzazione sussidiata dal governo per lo sviluppo della scienza dei calcolatori. Per ulteriori informazioni rivolgersi a:
Conference Chairman,
c/o Gresellschaft für Matematik und Datenverarbeitung, 53 Bonn, Wegeber Str. 21 - Germany (Deutschland)

Impiego di ultrasuoni per saldatura di sostanze plastiche a metalli

Un nuovo dispositivo di costo minimo consente di saldare insieme sostanze plastiche a metalli e viceversa. Il dispositivo è costituito da due sezioni: la testa di saldatura e la sorgente di ultrasuoni, e può essere usato sia orizzontalmente per applicazioni di carattere generale, sia verticalmente con speciali accessori. Un trasduttore piezoelettrico di ceramica è montato in una struttura a sandwich metallo/metallo.
Il supporto del trasduttore può essere ruotato di una intera circonferenza, in modo da regolare la lavorazione angolare, e può essere bloccato in posizione. Possono essere regolate anche la profondità di penetrazione nel materiale di base e la forza applicata durante il ciclo di saldatura con ultrasuoni.
Il dispositivo è azionato da comando su cavo « Bowden » e da un pedale. L'alimentazione è fornita da un generatore di ultrasuoni ad elementi semiconduttori, che eccita il gruppo trasduttore ad una frequenza nominale di 20 kHz.
Un circuito a tempo, che può essere regolato, stabilisce il periodo prefissato di saldatura. Per il funzionamento normale, viene inserita la sorgente di alimentazione e l'uscita viene regolata in posizione di « basso », « medio » e « alto ». Con la sorgente disinserita, occorre abbassare il pedale finchè il gruppo incontra il pezzo in lavorazione e tocca la superficie del materiale. In tal modo si ottiene una regolazione precisa della profondità.

Precisazione

L'articolo riportato a pag. 2 del N. 1-1970 de « l'antenna» e intitolato « Portata utile e di perturbazione dei trasmettitori e loro influenza sulla pianificazione delle reti » è opera di Emil Wey Tecnico della Direzione Generale PTT a Berna.

Partecipazione della Telespazio alla Fiera di Genova

La Telespazio S.p.A. per le Comunicazioni Spaziali ha esposto lo scorso anno alla Fiera Internazionale di Genova il plastico della Stazione del Fucino, con foto dell'antenna da m 27,4 che assicura i collegamenti con i Paesi Americani; un planisfero con i satelliti per le comunicazioni attualmente in funzione e con le stazioni di terra; inoltre la riproduzione schematica delle trasmissioni di immagini dalla Luna ai teleschermi, mediante i satelliti del sistema Intelsat. Gli impianti del Fucino unici equipaggiati per ricevere e trasmettere su larga banda sono tra i più efficienti di Europa, essendo attrezzati per effettuare in modo continuo telemetria e telecomando dei satelliti, e avendo già raggiunto dal 1967 totale autonomia nell'attività telefonica.

L'entrata in servizio dei nuovi satelliti Intelsat III da 1200 canali — alcuni dei quali riservati in permanenza alla televisione — ha consentito anche a quest'ultima di adeguarsi ai continui progressi tecnologici della comunicazione spaziale. Grazie a tale servizio si è resa possibile la teletrasmissione dello sbarco sulla Luna.

L'attuale rete di satelliti Intelsat consente alla stazione del Fucino il collegamento diretto e permanente con gli U.S.A., il Canada, il Messico, il Panama, il Cile, il Perù, il Brasile e l'Argentina. Agli inizi del 1970, l'entrata in funzione del terzo impianto antenna, rivolto al satellite Intelsat III F2 dell'Oceano Indiano, permetterà il collegamento diretto con i paesi asiatici, dal Medio Oriente al Giappone, e con l'Australia.

(a cura dell'ing. A. Longhi)

Y. Dupré

L'amplificatore Sinclair 2000 stereofonico a transistori da 35 w (2 × 17,5 w)*

Questo apparecchio costruito dalla casa « Sinclair Radionis Ltd » di Cambridge (Inghilterra), specializzata nella fabbricazione di materiali di nuova concezione, ha fatto l'oggetto di studi riguardanti l'insieme della costruzione degli amplificatori di alta fedeltà.

1. - SUL PIANO ELETTRONICO

Impiega 18 transistori, dei quali 12 al silicio e 6 al germanio. I tipi non sono comuni (numerati dal costruttore o per il costruttore). Qui appresso sono dati: uno schema sinottico di un canale e uno schema completo di principio.

I due canali dell'amplificatore sono assolutamente identici; l'utente dispone, per ciascun canale, di 4 entrate: per capsule piezoelettriche, per capsule magnetiche, per generatori ausiliari, per radio. Vedremo, più avanti, come sia possibile ottenere 7 entrate diverse.

Il circuito di preamplificazione comporta due transistori con reazioni classiche stabilizzatrici, che foggiano la curva di risposta secondo le circostanze. I circuiti di contro-reazione corrispondenti a ciascuna entrata, vengono selezionati automaticamente, per mezzo dei commutatori di funzione.

Dopo la regolazione di livello e bilanciamento, il segnale arriva alla base del 3° transistore preamplificatore. Le tensioni presenti al collettore di questo transistore attraversano un circuito di correzione prima di essere applicate allo stadio di potenza finale.

Il sistema di correzione è ispirato al circuito Baxandall (principio della massa virtuale).

Lo stadio finale comporta 6 transistori in schema Lin, con polarizzazione regolabile mediante transistore funzionante da diodo variabile. I transistori di uscita, Tr8 e Tr9, del tipo AD143, vengono alimentati dallo stadio con Tr6 e Tr7 a transistori complementari.

L'uscita senza trasformatore impiega un condensatore elettrolitico d'isolamento di 1000 μF.

2. - SUL PIANO MECCANICO

Questo apparecchio sorprende per il

(*) *Revue du son*, n. 199, novembre 1969, pag. 491.

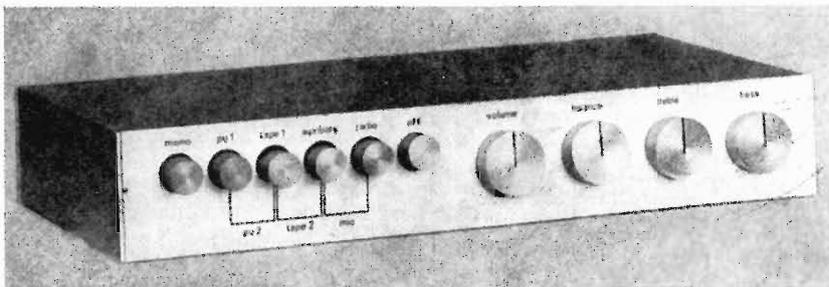



Fig. 1 - L'amplificatore Sinclair 2000.

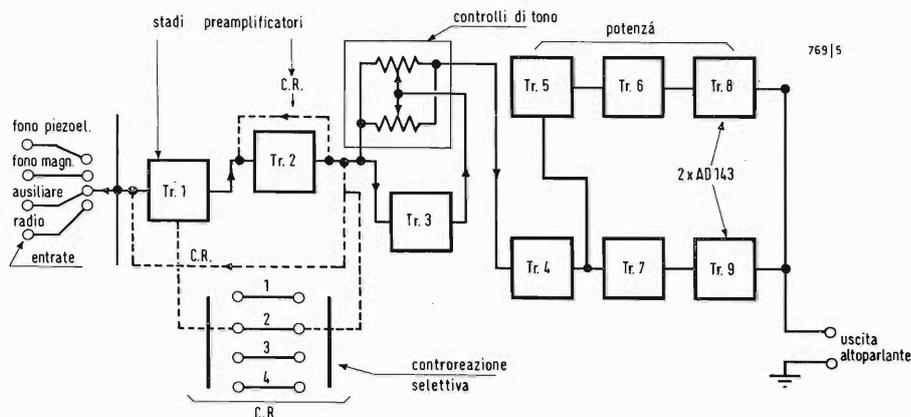



Fig. 2 - Schema a blocchi di un canale dell'amplificatore Sinclair 2000.

suo aspetto. Il suo ingombro è ridottissimo per un amplificatore di questa potenza. Il sistema di montaggio è all'origine di questo sorprendente ingombro (dimensioni: 30 $\times$ 15 $\times$ 5 cm).

Il telaio si apre di sotto, lasciando libero accesso a tutti i componenti. Il mobiletto in alluminio è a forma di *U*, con guide scorrevoli sulla faccia interna del piano che costituisce la parte superiore del telaio. Tutti i componenti vengono fissati dopo essere stati infilati nelle guide fino al loro alloggiamento. In conseguenza, quando sono in posizione normale, risultano sospesi.

Nelle guide passano le teste delle viti che sostengono da una parte il trasformatore di alimentazione e dall'altra parte il circuito stampato. Il trasformatore è di ingombro piccolissimo (4 $\times$ 6,6 $\times$ 5,5 cm). Il resto della superficie disponibile è occupato dal circuito stampato, che sopporta tutto il complesso elettronico propriamente detto, salvo i transistori di uscita. I 4 potenziometri di regolazione e tutti i commutatori di funzioni stanno pure su questo circuito stampato. La faccia posteriore del mobile reca le prese di entrata (8 prese coassiali miniatura tipo « RCA »), una presa DIN a 5 spinotti per l'uscita del magnetofono. Sulla faccia posteriore sono pure montati: le uscite per gli altoparlanti, su un supporto isolante in materia plastica; un fusibile che protegge l'apparecchio, sul primario del trasformatore di alimentazione; una presa dove è disponibile la tensione di rete (per alimentare un eventuale altro apparecchio); un gambo filettato come presa di massa. Infine, ed è questo uno dei punti più importanti della concezione di questo apparecchio, questa faccia posteriore è il supporto dei transistori di potenza. Nel Sinclair 2000 è il contenitore stesso, che funge da radiatore. Il suo volume è perciò largamente sufficiente, la ventilazione è automatica, poichè il complesso si trova in aria libera. Infine, la lega di alluminio impiegata è quella dei comuni radiatori. È questa la principale ragione del minimo ingombro ridotto di questo amplificatore.

3. - ALL'INTERNO DEL MOBILE

Una parete metallica serve da schermo, al centro del circuito stampato. Essa evita le irradiazioni, in particolare del trasformatore di alimentazione sugli stadi preamplificatori d'entrata. Queste due parti sono d'altronde distanziate l'una dall'altra.

Tutte le connessioni, che vanno da un punto del telaio a un punto del circuito stampato sono serrabili e non saldate.

Questo sistema, sfruttato da molti fabbricanti, semplifica notevolmente le operazioni di riparazione o di regolazione.

4. - IL CIRCUITO STAMPATO

D_1 e D_2, i raddrizzatori dell'alimentatore, sono diodi miniatura, le loro dimensioni sono circa 5 $\times$ 1 mm. Tutte le resistenze sono da 1/4 W, o al massimo qualcuna è da 1/2 W. Anche i condensatori sono di ingombro piccolissimo. Ciò consente un montaggio molto areato, che non somiglia per nulla ad un garbuglio di cablaggio. Tutte le indicazioni riguardanti i componenti, i loro alloggiamenti, le loro polarità, sono riportate sul lato superiore della piastra di bachelite.

5. - VISTA ESTERNA

Si tratta di un contenitore piatto, grigio mat, molto sobrio che per le sue dimensioni si adatta a qualsiasi ambiente. L'impiego è semplicissimo, poichè tutti gli organi di comando e le prese sono di accesso facile.

6. - USO

Questo paragrafo contiene i dati tecnici forniti dal fabbricante, ma anche i risultati dell'esperienza propriamente detta dell'uso dell'apparecchio.

7. - LE ENTRATE

Sono 4 per canale. Con un gioco di commutazioni, si arriva a 7 livelli diversi di entrata:
fonorivelatore 1 (PV1): 3 mV su 68 kΩ; ausiliare: 500 mV su 100 kΩ; fonorivelatore 2 (PU2): 30 mV su 220 kΩ; radio: 100 mV su 100 kΩ; magnetofono (nastro 1): 1,5 mV su 100 kΩ; magnetofono (nastro 2): 1 mV su 100 kΩ; microfono: 2,5 mV su 50 kΩ.

La sensibilità PU1 corrisponde ai fonorivelatori magnetici e la sensibilità PU2 alle capsule piezoelettriche. La prima sensibilità magnetofono è prevista dal costruttore per un nastro scorrevole meccanicamente a 19 cm/s e la seconda per la velocità 9,5 cm/s.
Un bottone a pulsante corrisponde alla posizione « mono » e serve a regolare l'equilibrio dei canali nel caso di un segnale di entrata monofonico.

8. - LE USCITE

Ogni canale ha un'uscita altoparlante, la cui impedenza va da 3 a 15 Ω per un funzionamento normale. Oltre questo

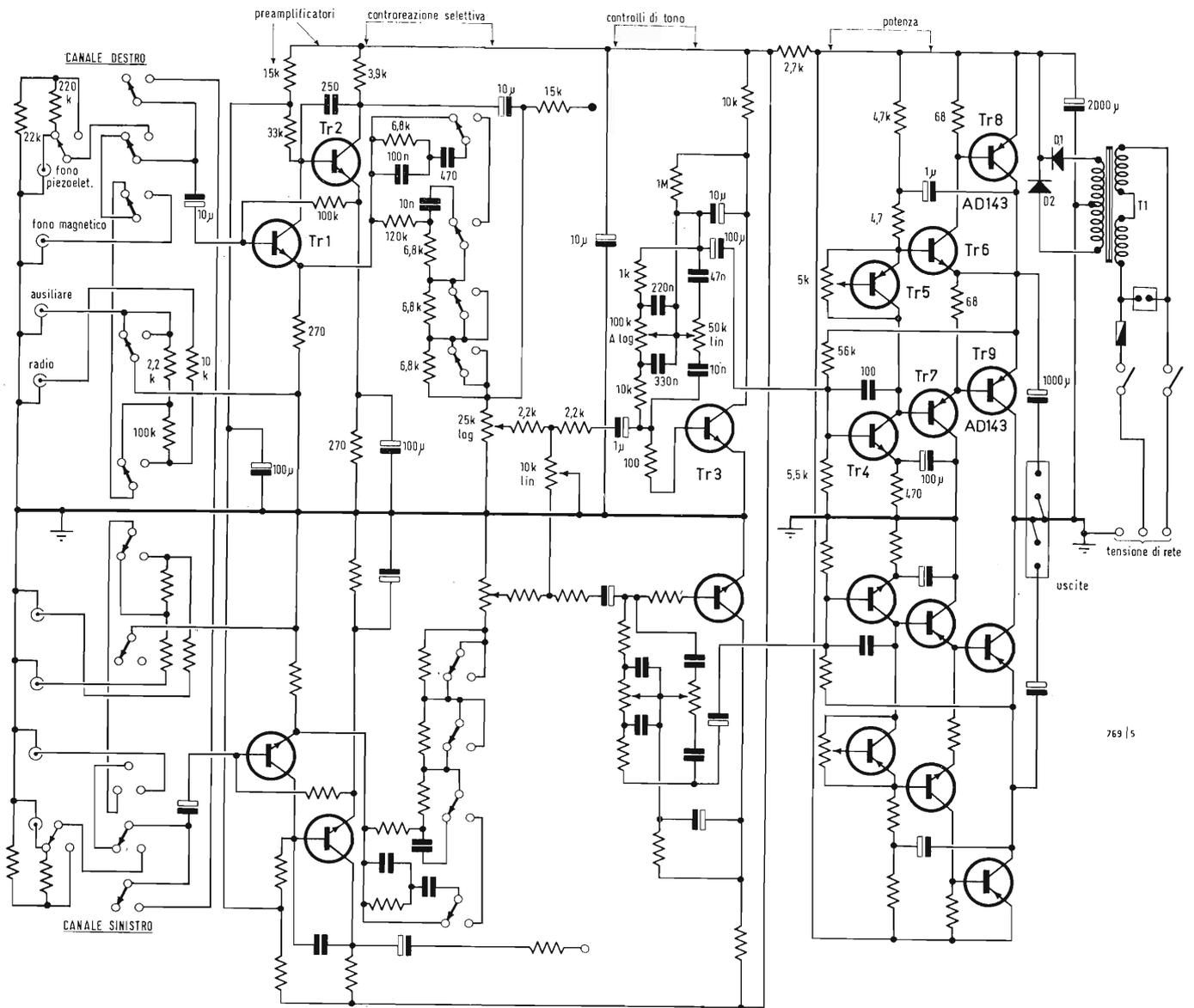



Fig. 3 - Schema di principio dell'amplificatore Sinclair 2000.

Fig. 4 - Vista schematica del profilo dell'amplificatore.

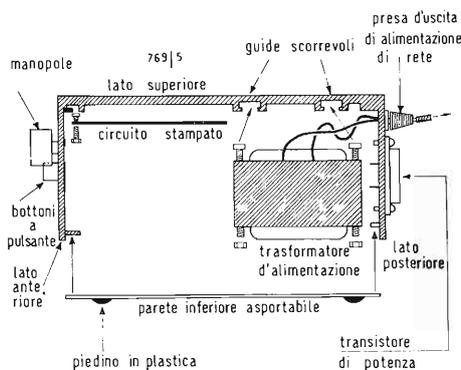
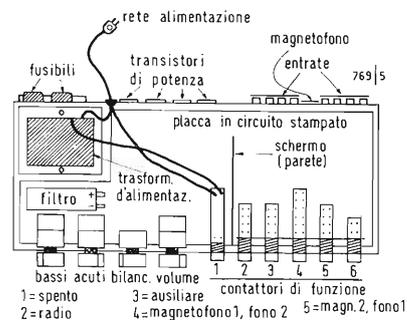



Fig. 5 - Presentazione dell'amplificatore Sinclair 2000. L'apparecchio è aperto e si vede la disposizione dei vari componenti. L'apparecchio è visto dal disotto. Tutti questi componenti sono fissati alla parete superiore, e in conseguenza risultano in qualche modo sospesi quando l'apparecchio è in posizione normale. Si noti la posizione dei transistori di potenza, sulla faccia posteriore del mobile, che così serve da radiatore. L'uscita magnetofono è una presa femmina DIN. Le prese delle entrate sono coassiali « miniatura » tipo RCA.

intervallo, la potenza risulta ridotta. Al di sotto, i transistori di uscita arrischiano di venire danneggiati.

9. - L'USCITA MAGNETOFONO

Si tratta della presa normale DIN disposta in prossimità dell'entrate. Si usa con un magnetofono per la registrazione (ci si serve del preamplificatore del Sinclair), e per la riproduzione dove il segnale proveniente dalla piastra di scorrimento è altrettanto buono che in diretta, poichè esso ha in ogni caso attraversato i circuiti dell'amplificatore.

Il riferimento delle boccole è il seguente: 1, entrata sinistra; 2, massa; 3, uscita sinistra; 4, entrata destra; 5, uscita destra. Le boccole 1 e 4 sono direttamente collegate al selettore « ausiliare ».

Le regolazioni di volume e di tono non hanno alcun effetto sulle uscite destra e sinistra. Tensione di questa uscita: 160 mV.

10. - LE CARATTERISTICHE

La controreazione di 40 dB applicata all'amplificatore per ridurne la distorsione assicura un alto fattore di smorzamento: 50 a 1 kHz. La banda passante si estende da 15 Hz a 30 kHz entro ± 1dB per la potenza di uscita di 1 W. La distorsione totale armonica è piccola, poichè per tutta la potenza di uscita è inferiore a 0,5%.

11. - L'EFFICIENZA DEI CORRETTORI

È più che sufficiente, poichè a 70 Hz la variazione va da + 12 a — 15 dB, e a 15 kHz, da + 15 a — 14 dB.
La qualità della riproduzione e la banda passante rendono necessari diffusori acustici di altissima qualità, per sfruttare tutte le possibilità del Sinclair.

12. - LA POTENZA DI USCITA

Il fabbricante dichiara 17,5 W per canale, il che è pari in totale a 35 W (si tratta di potenza musicale massima). Le uscite si fanno fra 3 e 15 Ω. È chiaro che i 17,5 W si hanno sull'impedenza di 3 Ω. La potenza è leggermente minore quando l'impedenza aumenta. Essa è compresa fra 14 e 15 W per un altoparlante di 15 Ω.

13. - ALTRI PUNTI

Si può, per concludere, segnalare che le caratteristiche dell'amplificatore Sinclair 2000 corrispondono largamente alle norme dell'alta fedeltà. Il campione è stato costruito da parecchi mesi; la sua messa a punto è terminata ed il suo perfetto funzionamento è assicurato con un eccellente affidamento. (Radio-Stock, 6, rue Taylor, Paris 10e, Chaine Sinclair; Agente esclusivo; Europ Confort, 87 boulevard de Sébastopol, Paris 2e).

14. - RIASSUNTO

Amplificatore stereofonico dalle dimensioni notevolmente ridotte, con caratteristiche in tutto equivalenti a quelle di apparecchi di pari concezione elettronica e di pari potenza musicale nominale. Il tipo dei componenti e la tecnica del loro montaggio garantiscono un ottimo affidamento, pur assicurando perfettamente l'indispensabile facilità d'intervento in caso di riparazione.

1000 - L. Gillio - Torino

D - Mi rivolgo a Voi sperando che possiate aiutarmi a risolvere alcune questioni sotto esposte:

1) Sono in possesso dell'oscillografo a doppia traccia della ditta A. Cossor Ltd. mod. N. 3339 N; 26319 e poichè detto apparecchio ora non funziona gradirei sapere dove posso rintracciare lo schema elettrico;

2) è mia intenzione sostituire le valvole di detto oscillografo con altre di tipo più recente, ma non ho trovato da alcuna parte una tabella di sostituzione, spero che Voi possiate darmi qualche informazione in merito.

R - Siamo spiacenti di non poterLa favorire. Lo schema in oggetto potrebbe solo essere ottenuto rivolgendosi a chi Le ha venduto a suo tempo l'oscillografo, ma riteniamo la cosa assai difficile, perchè le case costruttrici generalmente non rilasciano i loro schemi, provvedendo direttamente alle eventuali riparazioni.

È in ogni caso sconsigliabile sostituire i tubi elettronici con altri di tipo diverso, perchè ciò varierebbe profondamente le caratteristiche tecniche dello strumento, per determinare le quali occorrerebbe un'attrezzatura di laboratorio specializzato. *(a.f.)*

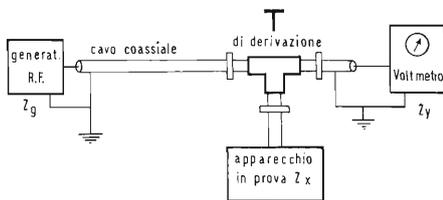



Fig. 1/1001

*1001 - **F. Zarra - Bari***

D. Prego farmi conoscere come poter misurare l'impedenza d'ingresso e d'uscita degli apparecchi radio, amplificatori, registratori ecc. Quali apparecchi occorrano per effettuare la misura su richiesta?

Su quale libro tecnico è possibile trovare quanto vi ho chiesto?

Gli adattatori d'impedenza come son fatti? Servono per misurare l'impedenza d'ingresso di apparecchi elettronici?

Prego inoltre comunicarmi se codesta Editrice ha in vendita un Dizionario Tecnico Italiano-Francese e viceversa che traduca in maniera particolare la parte elettronica.

R. Per la misura dell'impedenza di entrata di un apparecchio si può usare il metodo dell'inserzione. Occorrono un generatore di segnali alla frequenza di lavoro dell'apparecchio da misurare (per esempio per le onde medie occorre un generatore da 500 a 1650 kHz) ed un voltmetro per R.F. (elettronico). Si predispone l'apparecchiatura di misura come in fig. 1 e si procede così:

1) si esclude l'apparecchio in prova; si applica un segnale attraverso la linea in cavo coassiale tale che il voltmetro segni la tensione V_1 (per es. 1V);

2) si inserisce l'impedenza Z_x incognita di entrata dell'apparecchio in prova e si legge la tensione V_2 sul voltmetro (senza variare il segnale del generatore);

3) dai valori V_1, V_2, Z_g = Impedenza del generatore (per lo più $50 \div 60\ \Omega$). Z_v = Impedenza del voltmetro (molto alta rispetto a Z_g), si deduce il valore della Z_x incognita, con la formula:

$$Z_x = \frac{V_2}{V_1 - V_2} \quad \frac{Z_v\ Z_g}{Z_v + Z_g}$$

se $Z_v \gg Z_g$, questa espressione si semplifica:

$$Z_x = Z_g \frac{V_2}{V_1 - V_2}$$

Le consigliamo il volume « Metodi e strumenti di misura elettrici ed elettronici » di M. Coli e G. Ertman - Ed. Pàtron - Bologna, L. 5.800.

Gli adattatori d'impedenza sono dispositivi a trasformatore o a resistenze tali da adattare l'impedenza di un generatore a quella del carico: per esempio se $Z_g = 60\ \Omega$ e $Z_{carico} = 300\ \Omega$ occorre un adattatore che trasformi i 60 Ω in 300 Ω (caso tipico la linea di discesa 75 Ω dissimmetrica, che alimenta un ricevitore avente impedenza d'ingresso 300 Ω bilanciati, richiede un adattatore balun = balanced-unbalanced).

L'Editrice « Il Rostro » non conta tra le sue pubblicazioni un vocabolario tecnico di elettronica italiano-francese, bensì possiede uno in italiano-inglese (Colella) e uno tedesco-italiano (ma non italiano-tedesco: autore Ing. Fiandaca). Le consigliamo il vocabolario in 6 lingue Elsevier - W.E. Clason Sansoni - Firenze.

Riceviamo ora la Sua richiesta dell'indirizzo della SNT. Tale ditta risulta fallita da alcuni anni ed è perciò impossibile rintracciare gli schemi degli apparecchi di sua produzione. *(a.f.)*

*1002 - **Melagrani Luciano - Bologna***

D. Sono un appassionato di modellismo. Sfogliando il N. 6 del giugno 1968 della Vs. rivista, ho trovato uno schema, vorrei sapere se dopo tale data è uscito qualche altro schema. Vorrei conoscere i dati dei quattro transistori del radiocomando di pagina 265.

Per la trasmittente, desidererei ricevere il N. 11, '67, che illustra, il trasmettitore ideato dal sig. Razzi.

R. In fatto di radiocomandi, nulla abbiamo pubblicato, che Le possa interessare, dal 1968 in poi.

Circa i transistori da impiegare nel ricevitore di pag. 265 n° 6/68, può attenersi a: T1 = AFY14; T2 = T3 = AC125; T4 = AC124. Sono possibili altre combinazioni.

Le inviamo il n° 11/1967 de « l'antenna », dove a pag. 515 è riportato lo schema, nella risposta al Signor Razzi (che non ne è l'ideatore).

Ci permettiamo darLe un consiglio; perchè non acquista un radiocomando già costruito, efficiente con garanzia? Esistono gruppi veramente raccomandabili, i prezzi dei quali sono stati recentemente ribassati di considerevoli percentuali.

A puro titolo di esempio Le rendiamo noto i seguenti nominativi;

Jolly di Gianni Baccinetti - C.so di P.ta Genova, 5 - Milano.

Movo - Modelli volanti - P.zza Clotilde, 8 - Milano. *(a.f.)*

*1003 - **Avv. Piero Papadia - Bari***

D. Vi prego spedirmi in contrassegno, oppure comunicarmi l'importo in modo che ne faccia versamento anticipato, i numeri della Vostra rivista l'« Antenna » dell'anno 1959 sui quali sono stati trattati la descrizione e le modifiche da apportare al ricevitore Surplus B624.

Nel caso vi siano state analoghe modifiche al ricevitore ACR3 Vi prego farmi tenere i relativi numeri.

Mi spiace non poter indicare con maggiore precisione di quali numeri si tratti essendo sprovvisto degli indici relativi a quelle annate.

R. Provvediamo a farLe pervenire i numeri dell'antenna che riportano la descrizione e le modifiche al ricevitore Surplus B624.

Sono però numeri delle annate 1961-1965 dato che non ci risulta siano avvenute pubblicazioni relative a questo apparecchio nell'annata 1959.

Riguardo poi al ricevitore ACR3 non sono mai state pubblicate analoghe modifiche.

1004 - ***Dr. P. Batignani – Firenze***

D. Qualche anno fa, in un articolo della Vs. Rivista, apparve con la sua spiegazione tecnica, lo schema di uno speciale registratore magnetico tedesco. Si trattava, di un tipo particolare di registratore che, dotato di un circuito elettronico specifico e di più di una testina di lettura, era capace per questo di riprodurre con gli effetti di eco e alone i suoni previamente incisi.
Poichè attualmente ad un livello semi-professionale esistono sul mercato attrezzature del genere che però, secondo me, non hanno caratteristiche meccaniche soddisfacenti, ho deciso di autocostruirne una e Vi chiederei quindi lo schema elettrico del registratore che a suo tempo fu oggetto della Vostra trattazione.

R. Crediamo di identificare il registratore indicatoci, con quello descritto a pag. 371 e seguenti del n. 8 - 1964 de « l'antenna ».
Le inviamo perciò una copia dello schema debitamente corretto e la descrizione.
Avvertiamo che la messa a punto non è facile: infatti ad esempio nulla è detto circa la distanza delle testine magnetiche tra di loro.
La informiamo che nel n. 3 - 1965 della nostra rivista sono riportati i seguenti due articoli corredati di schemi:
pag. 128 - *Generatore d'eco e di riverberazione ad anello magnetico.*
pag. 136 - *Generatore di riverberazione per amatore,* che potrebbero interessarLe.

Inoltre nel N°-4 - 1968 - pag. 371 é riportato un articolo intitolato "Camere d'eco e di riverberazione a nastro magnetico". *(a.f.)*

1005 - ***Sig. L. Zancolli – Parma***

D. Nella nota riguardante l'amplificatore del TR1143 (pag. 378) manca il tipo delle valvole *V4* e *V5*.
Gradirei sapere se in seguito è stato pubblicato o se comunque sapete darmi indicazioni in merito.
Mi interesserebbero anche i N. 1, 3, 9 del 1960. Vi prego di sapermi dire se disponibili ed il relativo importo.

R. Poichè nello schema non è riportato il tipo di tubi elettronici dello stadio modulatore in controfase, significa che tale tipo non è critico: quindi si possono adottare tubi di uso comune al tempo del T.R. 1143, per esempio si consigliano 2 tubi 6V6G fino a circa 12 W: per potenze maggiori si può ricorrere a 2 tubi 6L6GC; naturalmente bisogna adeguare il carico mediante un opportuno trasformatore di uscita, a ciascun tipo di tubo (circa 8000 Ω placca-placca per i tubi 6V6G: circa 6000 Ω placca-placca per i tubi 6L6GC: il valore del carico ottimo dipende anche dalle tensioni adottate).
Spiacenti di doverLe comunicare che i numeri de *l'antenna* dell'annata 1960 sono esauriti. S'Ella potesse precisare le pagine che Le interessano, ci sarebbe possibile ricavare una copia fotostatica dall'unica copia, che conserviamo rilegata dell'annata: ma ci sembra da escludere questa eventualità. *(a.f.)*

1006 - ***Dott. Ing. Manfredo Passarini – Avenza (Carrara)***

D. Sono in possesso di un televisore Admiral del 1960 Modello T18 D36.
Desidererei dedicarmi personalmente alla riparazione disponendo e di un laboratorio attrezzato e della necessaria competenza.
Sono sprovvisto dello schema.
Vi sarei pertanto grato se provvedeste ad inviarmene uno, e se poteste indicarmi l'equivalenza delle valvole originali qualora queste non fossero più in commercio.
R. Le accludiamo una fotocopia dello schema elettrico del televisore mod. T18 D36 ADMIRAL, dedotta dai nostri Schemari, che ci permetta segnalarle, essendo Ella proprietario di un Laboratorio Radio TV.
Le consigliamo pure il nostro Schemario dei ricevitori di TV a colori: dove gli schemi sono ampiamente corredati di note di funziona-mento circuitale e di servizio tecnico.
Circa i tubi elettronici impiegati nel suo modello ADMIRAL, ci sembrano tipi ancora facilmente reperibili: sullo schema, per qualcuno di essi è già indicata una possibile sostituzione.
Circa l'alimentazione, lo schema non porta indicazioni di tensione, ma viene raddrizzata la tensione di rete 220 V c.a. con raddrizzatore a ponte, quindi la tensione continua di uscita è fissa, salvo la regolazione effettuabile nel primario (— 15 V; + 15 V). *(a.f.)*

1007 – ***Milone De' Savorgnan – Genova***

D. Circa un mese fa Vi avevo chiesto se era possibile avere una fotocopia dello schema e istruzioni sul BC1032 A ricevitore Surplus da Voi pubblicato in un numero d'« Antenna » mi pare dal '47 al '51 circa. Penso che a Voi sia facile rintracciarlo nel Vs. archivio e farmene una fotocopia e spedirmela in controassegno.
R. Abbiamo sfogliato le annate de *l'antenna* dal '46 al '69 senza però trovare lo schema che Le interessa. Le riportiamo gli schemi « Surplus » da noi pubblicati, avvertendo che dal '53 al '59 tale pubblicazione subì una sospensione.
Su analoga richiesta di un nostro abbonato, abbiamo proprio in questi giorni elencato i « Surplus » pubblicati dal '59 al '69, ma fra essi non figura il BC1032A.
1949 - N. 3, pag. 100. Il Mark I. N. 10, pag. 458. Ricevitori BC348 e BC224.
1950 - N. 1, pag. 11. Ricetrasmettitore Bendix VHF SCR522 (generalità). N. 2, pag. 38. Ricetrasmettitore Bendix VHF SCR522 (trasmettitore). N. 3, pag. 67. Ricetrasmettitore Bendix VHF SCR522 (ricevitore). N. 4, pag. 87. Ricetrasmettitore Bendix VHF SCR522 (accessori, survoltore). N. 5, pag. 114. Altri R.T. Bendix (note generiche). N. 7, pag. 155. Ricevitore professionale R107 per O.C. N. 7, pag. 159. Ricetrasmettitore Bendix VHF SCR522 (modifiche). N. 9, pag. 208. Ricevitore VHF B1132A. N. 10, pag. 217. BC348 a doppia conversione (generalità). N. 12, pag. 279. Apparati complementari per BC221.
1950 - N. 12, pag. 280. Ancora sul R.T. Bendix VHF SCR522.
1951 - N. 1, pag. 14. BC1206A. N. 4, pag. 77. Ricevitore professionale UKW. N. 8, pag. 172. Ricetrasmettitore BC610 (schemi parziali). N. 9, pag. 196. Preamplificatore BC614E. N. 11, pag. 262. Ricetrasmettitore SCR506A (senza schemi. Parte prima). N. 12, pag. 279. Ricetrasmettitore SCR506A (schemi parziali. Parte seconda).
1952 - N. 1, pag. 11. SCR506A (schemi. Parte terza). N. 5, pag. 117. Ricetrasmettitore canadese N. 9 MK1. N. 7, pag. 178. Conversione del BC357 in relé a capacità. N. 8, pag. 201. Ricevitore professionale CR100. N. 10, pag. 258. Ricetrasmettitore canadese N. 52. N. 11, pag. 282. Ricetrasmettitore canadese N. 52.
1953 - N. 5, pag. 120. Ricetrasmettitore portatile Felfu. N. 11, pag. 285. Super Defiant SX25 Hallicrafters. *(a.f.)*

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

ATES COMPONENTI ELETTRONICI S.p.A. - Milano
Via Tempesta, 2
Telefono 46.95.651 (4 linee)
Semicondutt. per tutte le applicazioni

Elettronica Industriale ING. O. BARBUTI

LISSONE (Milano) Via Pergolesi 30
Tel. 039-417.83
Telecamere - Monitori - TV circuito chiuso - VIDEOCITOFONO.

emme esse

Antenne TV - Accessori vari
25025 MANERBIO (Brescia)
Telefono 93.83.19
Richiedere cataloghi

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDAR

FANELLI - FILI - Milano
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
Fili, cordine per ogni applicazione

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.

MALLORY

Pile al mercurio, alcaline manganese e speciali
Mallory Batteries s.r.l. - Milano
Via Catone, 3 - Telef. 3761888/890
Telex 32562

MISTRAL - Milano
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

RADIO ARGENTINA - Roma
V. Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989
Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

seleco
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.p.A. - 33170 PORDENONE
radiotelevisione — elettronica civile
alta fedeltà • complementari

S G S - Agrate Milano
Diodi Transistori

SPRING ELETTRONICA COMPONENTI
Di A. Banfi & C. - s.a.s.
BARANZATE (Milano)
Via Monte Spluga, 16
Tel. 990.1881 (4 linee)

THOMSON ITALIANA
Paderno Dugnano (Milano)
Via Erba, 1 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

FRINI ANTENNE

Cosruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti

FRINI ANTENNE
Cesate (Milano)
Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271

Elettronica Industriale
Ing. O. BARBUTI
LISSONE (MI) - Va Pergolesi 30
Tel. 039-41783
Centralini a transistori e accessori per impianti di antenne collettive.

IARE - IMPIANTI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRONICHE
Nichelino (Torino)
Via Calatafimi, 56 - Tel. 62.08.02

KATHREIN

NUOVA TELECOLOR S.r.l. - Milano
Via C Poerio 13
Tel. 706235 - 780101
ANTENNE KATHREIN

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA' REGISTRATORI

COSTRUZIONI RADIOELETTRICHE

Rovereto (Trento)
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

VIA SERBELLONI, 1 - 20122 MILANO
TEL. 799.951 - 799.952 - 799.953

Via B. Marcello, 10 - Tel. 202.250
MILANO
Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuz. impianti.

R. B. ELETTRONICA di R. Barbaglia
Via Carnevali, 107
20158 Milano - Tel. 370.811
Radio e fonografia elettrocoba
Apparecchiature HIFi
elettroniche a transistori

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE
Direzione Commerciale: MILANO
Via Giotto n. 15 - Telefono n. 468.909
Stabil. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - MILANO
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S.p.A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

AUTORADIO
TELEVISORI
RADIOGRAMMOFONI
RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 83?.091
Televisori, Radio, Autoradio

C.G.E. - Milano
Radio Televisione
Via Bergognone, 34
Telefono 42.42

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV
Soc. in nome coll.
di Gino da Ros & C.
Via L. Cadorna
VIMODRONE (Milano)
Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

DUMONT
Radio and Television - S.p.A. Italiana
80122 - NAPOLI
Via Nevio, 102 d - Tel. 303500

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86
Telefono 717.192

FARET - VOXSON - Roma
Via di Tor Corvara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 27.90.52

MANCINI - Milano
Via Lovanio, 5
Radio, TV, Giradischi

MINERVA - Milano
Viale Liguria, 26
Telefono 850.389

NAONIS
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

PHONOLA - Milano
Via Montenapoleone, 10
Telefono 70.87.81

RADIOMARELLI - Milano
Corso Venezia, 51
Telefono 705.541

INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15
Autoradio Blaupunkt

Milano - Via Stendhal 45
Telefono 4225911
Televisori componenti radio

ELECTRONICS
Fono - Radio
Mangiadischi
Complessi stereofonici
LECCO
Via Belvedere, 48
Tel. 27388

ULTRAVOX - Milano
Viale Puglie, 15
Telefono 54.61.351

Televisori in bianco e nero
Radio-Fono HI-FI
ELETTRONICA MONTAGNI
Viale Cadorna, 44 - Firenze
Tel. 472.959 - 593.752

BOBINATRICI

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

CONDENSATORI

DUCATI ELETTROT. MICROFARAD
Bologna
Tel. 400.312 (15 linee) - Cas. Post. 588

ICAR - MILANO
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

C E A - Elettronica
GROPELLO CAIROLI (Pavia)
Via G. B. Zanotti
Telefono 85 114

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

LENCO ITALIANA S.p.A.
Osimo (Ancona)
Via del Guazzatorre, 225
Giradischi - Fonovalige

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Giotto n. 15 - Telefono n. 468.909
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S. p. A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Paderno Dugnano (Milano)
Via Roma, 92

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3
Telefono 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

RESISTENZE

Re. Co. S.a.s. FABB. RESISTENZE E CONDENSATORI
Riviera d'Adda (Bergamo)

RAPPRESENTANZE ESTERE

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinaley Co.

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

SILVERSTAR - Milano
Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

SIPREL - Milano
Via S. Simpliciano 2 - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Suprovox

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avolgim. radio elettrico

basta
con i prezzi
bugiardi

operazione
prezzo pulito Rex

REX una garanzia che vale

TELEVISORE

CGE

Mod. TX 234 - TX 235

Schema elettrico del ricevitore di TV CGE mod. TX 234 - TX 235